

1/5/2 (Item 2 from file: 351)

DIALOG(R)File 351:Derwent WPI

(c) 2006 The Thomson Corporation. All rts. reserv.

0012755378 - Drawing available

WPI ACC NO: 2002-608595/200265

XRPX Acc No: N2002-481866

Low complexity data detection using Fast Fourier transform of channel correlation matrix e.g. for wireless communication system, involves combined signal received over shared spectrum in time slot in TDD communication system using CDMA

Patent Assignee: DE P (DEPP-I); INTERDIGITAL TECHNOLOGY CORP (INTE-N);

PAN J (PANJ-I); ZEIRA A (ZEIR-I)

Inventor: DE P; PAN J; PAN J L; ZEIRA A

Patent Family (22 patents, 99 countries)

Patent Number	Kind	Date	Application Number	Kind	Date	Update	
WO 2002063779	A2	20020815	WO 2002US2400	A	20020128	200265	B
US 20020159415	A1	20021031	US 2001266932	P	20010206	200274	E
			US 2001268587	P	20010215		
			US 2001814346	A	20010322		
			US 200277527	A	20020215		
US 20030035392	A1	20030220	US 2001266932	P	20010206	200316	E
			US 2001268587	P	20010215		
			US 2001814346	A	20010322		
US 20030043767	A1	20030306	US 2001266932	P	20010206	200320	E
			US 2001268587	P	20010215		
			US 2001814346	A	20010322		
			US 200277509	A	20020215		
NO 200303476	A	20030918	WO 2002US2400	A	20020128	200368	E
			NO 20033476	A	20030805		
EP 1358718	A2	20031105	EP 2002709196	A	20020128	200377	E
			WO 2002US2400	A	20020128		
KR 2003076658	A	20030926	KR 2003710376	A	20030806	200410	E
AU 2002243695	A1	20020819	AU 2002243695	A	20020128	200427	E
KR 2003097840	A	20031231	KR 2003713881	A	20031023	200427	E
JP 2004523957	W	20040805	JP 2002563610	A	20020128	200451	E
			WO 2002US2400	A	20020128		
CN 1502175	A	20040602	CN 2002804604	A	20020128	200465	E
MX 2003007025	A1	20031201	WO 2002US2400	A	20020128	200470	E
			MX 20037025	A	20030806		
US 6879578	B2	20050412	US 2001266932	P	20010206	200525	E
			US 2001268587	P	20010215		
			US 2001814346	A	20010322		
			US 200277509	A	20020215		
US 6885654	B2	20050426	US 2001266932	P	20010206	200528	E
			US 2001268587	P	20010215		
			US 2001814346	A	20010322		
US 6904036	B2	20050607	US 2001266932	P	20010206	200538	E
			US 2001268587	P	20010215		
			US 2001814346	A	20010322		
			US 200277527	A	20020215		
US 20050180495	A1	20050818	US 2001266932	P	20010206	200555	E
			US 2001268587	P	20010215		
			US 2001814346	A	20010322		
			US 200277527	A	20020215		
			US 2005100901	A	20050407		
TW 200400713	A	20040101	TW 2002123242	A	20020128	200567	E
TW 200420007	A	20041001	TW 2002127540	A	20020128	200608	E
AU 2002243695	A8	20051006	AU 2002243695	A	20020128	200612	E
TW 231657	B1	20050421	TW 2002101411	A	20020128	200635	E
US 7054300	B2	20060530	US 2001266932	P	20010206	200636	E
			US 2001268587	P	20010215		
			US 2001814346	A	20010322		
			US 200277527	A	20020215		
			US 2005100901	A	20050407		
EP 1358718	B1	20060614	EP 2002709196	A	20020128	200643	E
			WO 2002US2400	A	20020128		

Priority Applications (no., kind, date): US 2005100901 A 20050407; US
200277527 A 20020215; US 200277509 A 20020215; US 2001268587 P
20010215; US 2001266932 P 20010206; US 2001814346 A 20010322

Patent Details

Number	Kind	Lan	Pg	Dwg	Filing Notes
--------	------	-----	----	-----	--------------

WO 2002063779	A2	EN	38	15	
---------------	----	----	----	----	--

National Designated States, Original: AE AG AL AM AT AU AZ BA BB BG BR BY
BZ CA CH CN CO CR CU CZ DE DK DM DZ EC EE ES FI GB GD GE GH GM HR HU ID
IL IN IS JP KE KG KP KR KZ LC LK LR LS LT LU LV MA MD MG MK MN MW MX MZ
NO NZ OM PH PL PT RO RU SD SE SG SI SK SL TJ TM TR TT TZ UA UG UZ VN YU
ZA ZW

Regional Designated States, Original: AT BE CH CY DE DK EA ES FI FR GB GH
GM GR IE IT KE LS LU MC MW MZ NL OA PT SD SE SL SZ TR TZ UG ZM ZW

US 20020159415	A1	EN			Related to Provisional US 2001266932 Related to Provisional US 2001268587 Continuation of application US
----------------	----	----	--	--	--

2001814346					
US 20030035392	A1	EN			Related to Provisional US 2001266932 Related to Provisional US 2001268587
US 20030043767	A1	EN			Related to Provisional US 2001266932 Related to Provisional US 2001268587 Continuation of application US

2001814346					
NO 200303476	A	NO			PCT Application WO 2002US2400
EP 1358718	A2	EN			PCT Application WO 2002US2400 Based on OPI patent WO 2002063779

Regional Designated States, Original: AL AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR
IE IT LI LT LU LV MC MK NL PT RO SE SI TR

AU 2002243695	A1	EN			Based on OPI patent WO 2002063779
JP 2004523957	W	JA	68		PCT Application WO 2002US2400 Based on OPI patent WO 2002063779
MX 2003007025	A1	ES			PCT Application WO 2002US2400 Based on OPI patent WO 2002063779
US 6879578	B2	EN			Related to Provisional US 2001266932 Related to Provisional US 2001268587 Continuation of application US

2001814346					
US 6885654	B2	EN			Related to Provisional US 2001266932 Related to Provisional US 2001268587
US 6904036	B2	EN			Related to Provisional US 2001266932 Related to Provisional US 2001268587 Continuation of application US

2001814346					
US 20050180495	A1	EN			Related to Provisional US 2001266932 Related to Provisional US 2001268587 Continuation of application US

2001814346					Continuation of application US
------------	--	--	--	--	--------------------------------

200277527					Continuation of patent US 6885654 Continuation of patent US 6904036
-----------	--	--	--	--	--

TW 200400713	A	ZH			
TW 200420007	A	ZH			
AU 2002243695	A8	EN			Based on OPI patent WO 2002063779

TW 231657	B1	ZH			
US 7054300	B2	EN			Related to Provisional US 2001266932 Related to Provisional US 2001268587 Continuation of application US

2001814346					Continuation of application US
------------	--	--	--	--	--------------------------------

200277527					Continuation of patent US 6885654 Continuation of patent US 6904036
EP 1358718	B1	EN			PCT Application WO 2002US2400 Based on OPI patent WO 2002063779

Regional Designated States, Original: AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE
IT LI LU MC NL PT SE TR

Alerting Abstract WO A2

NOVELTY - The method involves a combined signal received over a shared spectrum in a time slot in a time division duplex communication system using code division multiple access. Each data signal experiences a similar channel response. The similar channel response is estimated. A matrix representing a channel of the data signals based on in part the estimated channel response is constructed. A spread data vector is determined based on in part a fast Fourier transform (FFT) decomposition of a circulant version of the channel matrix. The spread data vector is despread to recover data from the received combined signal.

DESCRIPTION - An INDEPENDENT CLAIM is included for a receiver

USE - For data detection in a wireless communication system

ADVANTAGE - Lower complexity

DESCRIPTION OF DRAWINGS - The figure shows a flowchart of low complexity data detection

Title Terms/Index Terms/Additional Words: LOW; COMPLEX; DATA; DETECT; FAST; FOURIER; TRANSFORM; CHANNEL; CORRELATE; MATRIX; WIRELESS; COMMUNICATE; SYSTEM; COMBINATION; SIGNAL; RECEIVE; SHARE; SPECTRUM; TIME; SLOT; CDMA

Class Codes

International Classification (Main): H04B-001/00, H04B-001/69, H04B-001/707, H04B-007/216, H04J-013/00, H04L-012/28

(Additional/Secondary): G06F-017/10, H04J-003/00, H04L-005/22, H04Q-007/38

International Classification (+ Attributes)

IPC + Level Value Position Status Version

H04B-0007/216 A I F B 20060101

H04B-0001/707 A I R 20060101

H04B-0001/707 A I F B 20060101

H04B-0007/204 C I F B 20060101

H04B-0001/707 C I R 20060101

US Classification, Issued: 370335000, 370206000, 370242000, 370335000, 370336000, 370335000, 370342000, 370206000, 370276000, 375148000, 375150000, 370342000, 370210000, 370335000, 370441000, 375147000, 370342000, 370210000, 370335000, 370441000, 375147000, 370342000, 370210000, 370335000, 370441000, 375147000, 370342000, 370210000, 370335000, 370441000, 375147000

File Segment: EPI;

DWPI Class: T01; W01; W02

Manual Codes (EPI/S-X): T01-J04B1; W01-A01C5; W01-B05A1A; W01-C01D3G;

W02-C03C1A; W02-C03C1B; W02-C03C1C; W02-C03C1G; W02-G03X; W02-K02C;

W02-K05B5; W02-K05B7

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2004-523957

(P2004-523957A)

(43) 公表日 平成16年8月5日(2004.8.5)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H 0 4 B 1/707	H 0 4 J 13/00	5 K 0 2 2
H 0 4 L 5/22	H 0 4 L 5/22	5 K 0 2 8
H 0 4 Q 7/38	H 0 4 B 7/26	1 0 9 N 5 K 0 6 7

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 68 頁)

(21) 出願番号	特願2002-563610 (P2002-563610)	(71) 出願人	596008622
(86) (22) 出願日	平成14年1月28日 (2002. 1. 28)		インターデジタル テクノロジー コーポレーション
(85) 翻訳文提出日	平成15年8月4日 (2003. 8. 4)		アメリカ合衆国 デラウェア州 1 9 8 0
(86) 国際出願番号	PCT/US2002/002400		1、ウィルミントン、デラウェア アヴェニュー 3 0 0, スイート 5 2 7
(87) 国際公開番号	W02002/063779	(74) 代理人	100065916
(87) 国際公開日	平成14年8月15日 (2002. 8. 15)		弁理士 内原 晋
(31) 優先権主張番号	60/266, 932	(72) 発明者	パン, ジュニーリン
(32) 優先日	平成13年2月6日 (2001. 2. 6)		アメリカ合衆国 ニューヨーク州 1 1 7
(33) 優先権主張国	米国 (US)		8 4 セルデン, コートストリート 1 5
(31) 優先権主張番号	60/268, 587		
(32) 優先日	平成13年2月15日 (2001. 2. 15)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		
(31) 優先権主張番号	09/814, 346		
(32) 優先日	平成13年3月22日 (2001. 3. 22)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

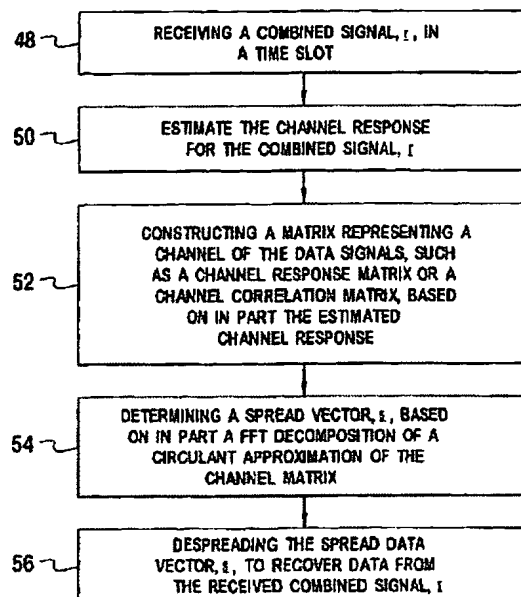
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 チャネル相関行列の高速フーリエ変換を用いた低複雑度データ検出

(57) 【要約】

【課題】 TDD/CDMA通信方式など共用周波数スペクトラムによる多重通信の受信装置を単純化する。

【解決手段】 符号分割多元接続 (CDMA) を用いた時分割複信 (TDD) 通信システムの共用周波数スペクトラム経由で合成信号を受信する。データ信号の各々は相似のチャネル応答を受ける。その相似のチャネル応答を推算する。その推算したチャネル応答に一部基づきデータ信号の一つのチャネルを表す行列を形成する。上記チャネル行列のサーキュラントバージョンの高速フーリエ変換 (FFT) に一部基づき、拡散ずみのデータベクトルを算定する。受信した合成信号からデータを回復するように、上記拡散ずみのデータベクトルを逆拡散する。



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

符号分割多元接続を用いた時分割複信通信システムにおいて一つの時間スロットの中の共用周波数スペクトラム経路で複数のデータ信号、すなわち各々が相似のチャネル応答を受ける複数のデータ信号を受信する際に用いる方法であって、

複数のデータ信号を含む合成信号を前記時間スロットの中の前記共用周波数スペクトラム経路で受信する過程と、

前記合成信号を前記合成信号のチップ速度の倍数の速度でサンプリングする過程と、

前記相似のチャネル応答を推算する過程と、

前記推算したチャネル応答に一部基づきチャネル応答行列を形成する過程と、

前記チャネル応答行列のサーキュラントバージョンの高速フーリエ変換 (FFT) 分解に一部基づき拡散データベクトルを算定する過程と、

前記合成信号からデータを回復するように前記拡散データベクトルを逆拡散する過程とを含む方法。

10

【請求項 2】

前記チップ速度の倍数の速度が前記チップ速度の 2 倍である請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

前記算定する過程を零強制アルゴリズムを用いて行う請求項 1 記載の方法。

【請求項 4】

前記算定する過程を最小 2 乗平均誤差アルゴリズムを用いて行う請求項 1 記載の方法。

20

【請求項 5】

前記逆拡散する過程を前記時間スロット内で用いられる符号全部を用いて行うダウンリンク複数ユーザ検出に用いる請求項 1 記載の方法。

【請求項 6】

前記逆拡散する過程を前記時間スロット内の単一ユーザに関連する符号を用いて行い単一ユーザ検出に用いる請求項 1 記載の方法。

【請求項 7】

前記単一ユーザ検出がアップリンク単一ユーザ検出であり、前記単一ユーザが前記時間スロット内で送信する唯一のユーザである請求項 6 記載の方法。

【請求項 8】

符号分割多元接続を用いた時分割複信通信システムにおいて一つの時間スロットの中の共用周波数スペクトラム経路で複数のデータ信号、すなわち各々が相似のチャネル応答を受ける複数のデータ信号を受信する際に用いる方法であって、

複数のデータ信号を含む合成信号を前記時間スロットの中の前記共用周波数スペクトラム経路で受信する過程と、

前記相似のチャネル応答を推算する過程と、

前記推算したチャネル応答に一部基づきチャネル相関行列を形成する過程と、

前記チャネル相関行列のサーキュラントバージョンの高速フーリエ変換 (FFT) 分解に一部基づき拡散データベクトルを算定する過程と、

前記合成信号からデータを回復するように前記拡散データベクトルを逆拡散する過程とを含む方法。

30

40

【請求項 9】

前記推算する過程および前記形成する過程の前に前記合成信号をその合成信号のチップ速度の倍数の速度でサンプリングする請求項 8 記載の方法。

【請求項 10】

前記チップ速度の倍数の速度が前記チップ速度の 2 倍である請求項 9 記載の方法。

【請求項 11】

前記推算する過程および前記形成する過程の前に前記合成信号をその合成信号のチップ速度でサンプリングする請求項 8 記載の方法。

【請求項 12】

50

前記FFT分解を前記チャネル相関行列の置換ずみの第1列を用いて行う請求項8記載の方法。

【請求項13】

前記FFT分解を前記チャネル相関行列の画定ずみの列を用いて行う請求項8記載の方法。

【請求項14】

前記算定する過程を零強制アルゴリズムを用いて行う請求項8記載の方法。

【請求項15】

前記算定する過程を最小2乗平均誤差アルゴリズムを用いて行う請求項8記載の方法。

【請求項16】

前記逆拡散する過程を前記時間スロット内で用いられる符号全部を用いて行うダウンリンク複数ユーザ検出に用いる請求項8記載の方法。

【請求項17】

前記逆拡散する過程を前記時間スロット内の単一ユーザに関連する符号を用いて行い単一ユーザ検出に用いる請求項8記載の方法。

【請求項18】

前記単一ユーザ検出がアップリンク単一ユーザ検出であり、前記単一ユーザが前記時間スロット内で送信する唯一のユーザである請求項17記載の方法。

【請求項19】

符号分割多元接続を用いた時分割複信通信システム、すなわち各々が相似のチャネル応答を受ける複数のデータ信号を一つの時間スロットの中で用いて通信を行う時分割複信通信システムに用いる受信機であって、
前記複数のデータ信号を含む無線周波数信号を受信するアンテナと、
ベースバンド信号を生ずるように無線周波数信号を復調する復調器と、
前記相似のチャネル応答を合成信号のチップ速度の倍数の速度で推算するチャネル推算装置と、
前記推算したチャネル応答に一部基づき前記データ信号のチャネルを表すチャネル応答行列を形成し、前記チャネル応答行列のサーキュラントバージョンの高速フーリエ変換(FFT)分解に一部基づき拡散データベクトルを算定するとともに、前記合成信号からデータを回復するように前記拡散データベクトルを逆拡散するデータ検出装置とを含む受信機。

【請求項20】

前記チップ速度の倍数の速度が前記チップ速度の2倍である請求項19記載の受信機。

【請求項21】

符号分割多元接続を用いた時分割複信通信システム、すなわち各々が相似のチャネル応答を受ける複数のデータ信号を一つの時間スロットの中で用いて通信を行う時分割複信通信システムに用いる受信機であって、
前記複数のデータ信号を含む無線周波数信号を受信するアンテナと、
ベースバンド信号を生ずるように無線周波数信号を復調する復調器と、
前記相似のチャネル応答を推算するチャネル推算装置と、
前記推算したチャネル応答に一部基づき前記データ信号のチャネルを表すチャネル相関行列を形成し、前記チャネル相関行列のサーキュラントバージョンの高速フーリエ変換(FFT)分解に一部基づき拡散データベクトルを算定するとともに、前記合成信号からデータを回復するように前記拡散データベクトルを逆拡散するデータ検出装置とを含む受信機。

【請求項22】

前記合成信号をその合成信号のチップ速度の倍数の速度でサンプリングし、そのサンプリングずみ合成信号を前記チャネル推算装置および前記データ検出装置に入力する請求項21記載の受信機。

【請求項23】

10

20

30

40

50

前記チップ速度の倍数の速度が前記チップ速度の2倍である請求項22記載の受信機。

【請求項24】

前記合成信号をその合成信号のチップ速度でサンプリングし、そのサンプリング済み合成信号を前記チャネル推算装置および前記データ検出装置に入力する請求項21記載の受信機。

【請求項25】

前記FFT分解を前記チャネル相関行列の置換ずみの第1列を用いて行う請求項21記載の受信機。

【請求項26】

前記FFT分解を前記チャネル相関行列の画定ずみの列を用いて行う請求項21記載の受信機。 10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は概括的には無線通信システムに関する。さらに詳細にいうと、この発明は無線通信システムにおけるデータ検出に関する。

【背景技術】

【0002】

図1は無線通信システム10を示す。無線通信システム10はユーザ装置(UE)14₁乃至14₃と交信する基地局12₁乃至12₃を有する。各基地局にはそれに付随する稼働範囲があり、その範囲内で基地局はユーザ装置UE14₁乃至14₃と交信する。 20

【0003】

いくつかの通信システム、例えば符号分割多元接続(CDMA)方式や符号分割多元接続利用の時分割複信(TDD/CDMA)方式などの通信システムでは、複数の通信信号を同一の周波数スペクトラムで送信する。これらの通信信号はそれぞれのチャネライゼーション符号によって互いに区別されている。更に効率的に無線周波数スペクトラムを使用するため、TDD/CDMA通信システムでは、通信信号用に複数の時間スロットに分割した繰返しフレームを使用する。このようなシステムで送られる通信信号は、一つのまたは複数の関連符号と割当て時間スロットとを有する。一つの時間スロットで一つの符号を用いた場合、それを一つのリソース単位と呼ぶ。 30

【0004】

【非特許文献1】

IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference (Gateway to the 21st Century Communication Village, Amsterdam, Sept. 19-22, 1999); IEEE Vehicular Technology Conference New York, NY, Vol.1, Conf. 50 (1999-09), pp. 618-622

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

複数の多重通信信号が同一の無線周波数スペクトラムで同時に送られるので、この種の通信システムにおける受信機は多数の通信信号を相互に区別する必要がある。このような信号の検出のための一つの手法は複数ユーザ検出法である。複数ユーザ検出法では、ユーザ装置UE14₁乃至14₃全部と関連する信号を同時に検出する。複数ユーザ検出を実行する手法は、コレスキー(Cholesky)分解或いは近似コレスキー分解を用いる共同検出利用のブロック線形等化(BLE-JD)を含む。 40

【0006】

もう一つの手法は単一ユーザ検出法である。単一ユーザ検出法では、データ回復は単一のユーザ(一つのUE14₁)のみについて行う。用途に応じて、その単一ユーザ検出によるデータは一つの符号または複数の符号を用いて送られてきたデータであり得る。単一ユーザ検出の実行の手法には、コレスキー分解または近似コレスキー分解を用いたブロック線形等化などがある。これらの検出手法は高度の複雑性を伴っている。この高度の複雑性 50

は電力消費を増加させ、ひいてはユーザ装置UE 14₁の電池寿命の低下をもたらす。そこで、受信データを検出する代替手法の開発が求められている。

【課題を解決するための手段】

【0007】

符号分割多元接続を用いた時分割複信通信システムにおいて合成信号を共用周波数スペクトラム経由で受信する。データ信号の各々は互いに相似のチャネル応答を受けてきている。その相似のチャネル応答を推算する。その推算したチャネル応答に一部基づきそれらデータ信号のチャネルを表す行列式を算出する。そのチャネル行列のサーキュラント表示の高速フーリエ変換(FFT)分解に一部基づき拡散ずみデータベクトルを算定する。拡散ずみのデータベクトルを逆拡散して受信合成信号からデータを回復する。

10

【発明の効果】

【0008】

CDMA方式と共用周波数スペクトラムによる多重通信の受信装置を単純化し、受信装置の小型化および消費電力の低減を可能にする。

【発明を実施するための最良の形態】

【0009】

図2にはTDD/CDMA通信システムにおいて送信機26と低複雑度データ検出手法を用いた受信機28とを単純化した形で示す。通常の通信システムにおいては、送信機26は各ユーザ装置UE 14₁乃至14₃内にあり、複数の通信信号を送る複数の送信回路26は各基地局12₁乃至12₅内にある。低複雑度受信機28は基地局12₁、複数のUE 14₁乃至14₃、またはこれらの両者に配置できる。この受信機28は中速度乃至毎秒2メガビット(Mb/秒)などの高速度の複数ユーザ検出または単一ユーザ検出に使用できる。単一のユーザUE 14₁が一つの時間スロットで送信している場合は、この受信機28は基地局12₁にも使用できる。

20

【0010】

送信機26は無線伝送チャネル30経由でデータを送る。受信機26内のデータ発生器32は、受信機28に送信すべきデータを生ずる。変調/拡散系列挿入装置34はデータをスペクトラム拡散し、この拡散ずみ基準データを適切な割当て時間スロット内でミドアンブルトレーニング系列およびデータ拡散用の符号と時分割多重化し、一つの或いは複数の通信信号バーストを発生させる。

30

【0011】

通常の通信信号バースト16は、図3に示すとおり、一つのミドアンブル20、一つのガード期間18および二つのデータバースト22、24から成る。ミドアンブル20は二つのデータバーストを分離し、ガード期間18は、互いに異なる送信機26からのバーストの到着時間の差を許容するように通信信号バーストを互いに分離している。二つのデータ領域22、24は通信信号バーストデータを含む。

【0012】

これらの通信信号バーストで変調器36において無線周波数(RF)を変調する。RF信号はアンテナ38により輻射され、無線伝送チャネル30経由で受信機28のアンテナ40に達する。この通信信号送信に用いられる変調方式は、直角位相偏位変調(QPSK)やN次直角位相変調(QAM)など当業者に周知の方式のいずれであっても差し支えない。

40

【0013】

受信機28のアンテナ40は種々のRF信号を受信する。受信されたRF信号を復調器42で復調してベースバンド信号を再生する。このベースバンド信号を、チャネル推算装置44や低複雑度データ検出装置46などの装置により、受信信号バーストに割当てられたその時間スロット内に適切な符号で処理される。チャネル推算装置44は、ベースバンド信号の中ミドアンブルトレーニング系列コンポーネントを用い、チャネルインパルス応答などのチャネル情報を提供する。このチャネル情報はデータ検出装置46で用いられ、それにより、受信通信信号バーストの中の送信されてきたデータをハードシンボルとして推算する。

50

【0014】

データ検出装置46は、チャネル推算装置44からのチャネル情報および送信機26の用いた既知の拡散符号を使用して、所望の受信した通信バーストのデータを推算する。ここで、低複雑度データ検出を図4の流れ図に関連づけて説明する。低複雑度データ検出を、第三世代パートナシッププロジェクト(3GPP)のユニバーサル地上無線接続(UTRA)TDDシステムを背景の通信システムとして説明するが、このデータ検出は他のシステムにも適用できる。そのシステムとは、直接拡散方式の広帯域CDMA(W-CDMA)システム、すなわちアップリンク伝送信号およびダウンリンク伝送信号を互いに別々の時間スロットに制限した広帯域CDMA(W-CDMA)である。

【0015】

10

受信機28はそのアンテナ40を用いて同時到達の合計K個の通信信号バーストを受信する(ステップ48)。これらK個のバースト信号を一つの観測間隔内で互いに重畳させる。これらK個のバーストのいくつかまたは全部が高速データサービスのユーザ向けまたはユーザ起源のバーストであり得る。3GPP UTRA TDDシステムについては、時間スロットの各データ領域が一つの観測間隔に対応する。

【0016】

上記K個の通信信号バーストのk番目のバーストは、長さQチップの符号 $C^{(k)}$ を用いて N_s 個のシンボルの各々を拡散し、長さ $Q \cdot N_s$ チップの系列を生ずる。このk番目のバーストは、長さWチップの既知のチャネル応答または推算したチャネル応答 $h^{(k)}$ を有するチャネルを通過して長さ $N_c = (SF \cdot N_s + W - 1)$ のチップ系列を形成する。SFは拡散率である。アップリンク信号は複数のUE14₁乃至14₃から発せられ得るのでアップリンクの各 $h^{(k)}$ は互いに異なる可能性がある。送信ダイバーシティなしのダウンリンクについては、通信信号バーストはすべて同じチャネルを通過し、同じチャネル応答 $h^{(k)}$ を受ける。受信機28には、全ユーザからのバーストが単一の受信ベクトル r の形で重畳されて到達する。これらK個のバーストのいくつかまたは全部を多符号送信の一部で構成することもできる。これら多符号送信信号も同じ送信機26から発せられるので同じ $h^{(k)}$ を受ける。

20

【0017】

複数ユーザ信号モデルは N_c 個の既知のチップと $K \cdot N_s$ 個の未知の情報搬送シンボルとから成る。k番目のバーストのシンボル応答 $s^{(k)}$ は $C^{(k)}$ を $h^{(k)}$ で畳込み処理したものである。したがって、 $s^{(k)}$ の長さは $(SF + W - 1)$ チップとなる。ここでWは単一シンボルの残したチップのトレールを表すインパルス応答である。k番目のバーストの N_s 個の未知のシンボルで列ベクトル $d^{(k)}$ を形成する。 $r^{(k)}$ はk番目のバーストの合計受信チップベクトル r における成分である。 $d^{(k)}$ はk番目のバーストについてのデータベクトルである。 $d^{(k)}$ と $r^{(k)}$ との関係は式1で表される。

30

【0018】

【数1】

$$r^{(k)} = A^{(k)} d^{(k)}, \text{ where } k = 1 \dots K$$

Equation 1

40

ここで $k = 1, \dots, K$

$A^{(k)}$ はk番目のバーストについてのチャネル応答行列、すなわち、j番目の列が $d^{(k)}$ の要素のシンボル応答である $N_c \times N_s$ 行列である。時間不変シンボル応答を仮定すると、 $A^{(k)}$ の各列は同じサポート $s^{(k)}$ を備え、互いに相続く列は第1列の零詰めバージョンまたはシフトしたバージョンである。チップ速度の総合受信ベクトルは式2で表される。

【0019】

【数2】

50

$$\underline{r} = \sum_{i=1}^K \underline{r}^{(k)} + \underline{n} \quad \text{Equation 2}$$

ここで、 \underline{n} は分散 σ^2 の独立同一分布（i, i, d）成分の零平均雑音ベクトルである。式2を単一行列式の形に変形すると、式3が得られる。

【0020】

【数3】

10

$$\underline{r} = A \underline{d} + \underline{n} \quad \text{Equation 3}$$

Aはサイズ $N_c \times K \cdot N_s$ の総合チャネル応答行列である。 \underline{d} はデータベクトルであり、長さ $K \cdot N_s$ の列ベクトルである。式2および式3は、受信ベクトル \underline{r} におけるシンボル間干渉（ISI）および多元接続干渉（MAI）を表す。

【0021】

式1、2および3の信号モデルを、3GPP UTRAシステムで毎秒3.84メガチップ（Mcps）などのチップ速度サンプリングで明確な形に表す。統計の精度を上げるために、受信機28は倍数チップ速度サンプリングなどのオーバーサンプリングを用いることもできる。通常、倍数チップ速度はチップ速度の2倍の速度とするが、それ以外の倍数を用いることもできる。倍数チップ速度サンプリングを用いる場合は、受信信号バーストをオーバーサンプリングにかけて複数サンプル系列を生ずる。それらサンプル系列の各々を、互いに異なる時間的ずれを伴うチップ速度でサンプリングする。k番目のバーストは、m番目のサンプル系列についての既知のまたは推算したチャネル応答 $\underline{h}_m^{(k)}$ を備えるチャネルを通る。 $\underline{r}_m^{(k)}$ は、m番目の総合サンプリング済みチップベクトル \underline{r}_m に対するk番目のバーストの反映分である。データシンボルベクトル $\underline{d}^{(k)}$ およびm番目のサンプリング済みチップベクトル $\underline{r}_m^{(k)}$ は式4で表される。

【0022】

30

【数4】

$$\underline{r}_m^{(k)} = A_m^{(k)} \underline{d}^{(k)}, k=1 \dots K, m=1 \dots M \quad \text{Equation 4}$$

ここで $A_m^{(k)}$ はm番目の系列についてのシンボル応答行列である。この行列はサイズ $N_c \times N_s$ の行列、すなわちj番目の列を $\underline{d}^{(k)}$ のj番目の要素のm番目のサンプリング済みのシンボル応答とする行列である。

【0023】

40

式5は、m番目のサンプリング済み系列の総合チップ速度受信ベクトル \underline{r}_m を表す。

【0024】

【数5】

$$\underline{r}_m = \sum_{i=1}^K \underline{r}_m^{(k)} + \underline{n} \quad m=1 \dots M \quad \text{Equation 5}$$

チップ速度のM倍数のサンプリングでは、単一行列式は式6のとおりである。

【0025】

50

【数 6】

$$\underline{r}' = A' \underline{d} + \underline{n}$$

Equation 6

ここで \underline{r}' は受信信号ベクトルであり、式 7 で表される。

【0 0 2 6】

【数 7】

10

$$\underline{r}' = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_M \end{bmatrix}$$

Equation 7

また、式 A' は式 8 で表される。

【0 0 2 7】

【数 8】

20

$$A' = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_M \end{bmatrix}$$

Equation 8

30

式 9 は式 6 を K 個のバーストの和の形に変形したものである。

【0 0 2 8】

【数 9】

$$\underline{r}' = \sum_{k=1}^K A'^{(k)} \underline{d}^{(k)} + \underline{n}$$

Equation 9

式 9 は式 10 の形に変形できる。

【0 0 2 9】

【数 10】

40

$$\underline{r}' = \sum_{k=1}^K H'^{(k)} C^{(k)} \underline{d}^{(k)} + \underline{n}$$

Equation 10

ここで、 $C^{(k)}$ は k 番目のバーストの符号系列である。 $H'^{(k)}$ は k 番目の系列についてのチャネル応答であり、チップ速度 M 倍数のサンプリングについては式 11 で表される。

50

【0 0 3 0】
【数 1 1】

$$H'^{(k)} = \begin{bmatrix} H_1^{(k)} \\ H_2^{(k)} \\ \vdots \\ H_M^{(k)} \end{bmatrix}$$

Equation 11

10

時間スロット内の信号バーストがアップリンクにおいて全部同じユーザから発せられる場合、またはダウンリンクにおいて全部同じユーザに向けられる場合、それらバーストは同じ伝搬経路、したがって同じフェーディングチャネルを通る。その結果、 $H'^{(k)}$ は全部のバーストについて同じ (k および j 全部について $H'^{(k)} = H'^{(j)} = H_c'$) になり、式 10 で H_c' と置換されて式 12 の形に表される。

【0 0 3 1】
【数 1 2】

$$\underline{r}' = H_c' \sum_{k=1}^K C^{(k)} \underline{d}^{(k)} + \underline{n}$$

Equation 12

20

式 13 は式 12 を単一行列表現に書き換えたものである。

【0 0 3 2】
【数 1 3】

$$\underline{r}' = H_c' C \underline{d} + \underline{n}$$

Equation 13

30

ここで C は符号行列である。チップ速度の M 倍の速度のサンプリングについて H_c' は式 14 で表される。

【0 0 3 3】
【数 1 4】

$$H_c' = \begin{bmatrix} H_{c1} \\ H_{c2} \\ \vdots \\ H_{cM} \end{bmatrix}$$

Equation 14

40

チップ速度のサンプリングの m 番目のサンプル値については、 H_{cm} が m 番目のサンプリングずみ系列に対するチャネル応答となる。 H_{cm} の各々 ($m=1, \dots, M$) はチャネル推算装置 44 で算定される (ステップ 50)。各 H_{cm} の行列構造は式 15 に示すとおりである (ステップ 52)。

50

【 0 0 3 4 】

【数 1 5】

$$H_{cm} = \begin{bmatrix} h_{m,0} & 0 & & & 0 \\ h_{m,1} & h_{m,0} & 0 & & \\ h_{m,2} & h_{m,1} & \ddots & & \\ \vdots & h_{m,2} & \ddots & \ddots & \\ \vdots & \vdots & & \ddots & 0 \\ h_{m,W-3} & \vdots & & & 0 \\ h_{m,W-2} & h_{m,W-3} & & h_{m,0} & 0 \\ h_{m,W-1} & h_{m,W-2} & & h_{m,1} & h_{m,0} \\ 0 & h_{m,W-1} & & h_{m,2} & h_{m,1} \\ & 0 & \ddots & \vdots & h_{m,2} \\ & & 0 & \ddots & \vdots \\ & & & \ddots & \vdots \\ & & & & h_{m,W-3} \\ & & & & \vdots \\ & & & & h_{m,W-2} & h_{m,W-3} \\ & & 0 & h_{m,W-1} & h_{m,W-2} \\ & & & 0 & h_{m,W-1} \end{bmatrix} \quad \text{Equation 15}$$

データ検出の総合信号モデルは式 1 6 および 1 7 で示すとおりである。

【 0 0 3 5 】

【数 1 6】

$$\underline{r}' = H_c' \underline{s} + \underline{n} \quad \text{Equation 16}$$

【 0 0 3 6 】

【数 1 7】

$$\underline{s} = C \underline{d} \quad \text{Equation 17}$$

ここで、 \underline{s} は拡散ずみのデータチップベクトルであり、 C は符号ベクトルである。 \underline{s} の算定のための一つの手法は式 1 6 の零強制 (ZF) 解を式 1 8 のとおり用いる手法である。

【 0 0 3 7 】

【数 1 8】

$$\underline{s} = (H_c'^H H_c')^{-1} H_c'^H \underline{r} \quad \text{Equation 18}$$

ここで、 $H_c'^H$ は H_c' のエルミート値である。もう一つの手法は式 19 に示すとおり最小二乗平均誤差 (MMSE) 解法による手法である。

【0038】

【数19】

10

$$\underline{s} = (H_c'^H H_c' + \sigma^2 I)^{-1} H_c'^H \underline{r} \quad \text{Equation 19}$$

ここで、 σ^2 は雑音分散であり、 I は単位行列である。式 17 または式 18 を \underline{s} について解いたのち、式 17 の解を逆拡散により式 20 に示すとおり算出する (ステップ 56)。

【0039】

【数20】

20

$$\underline{d} = C^H \underline{s} \quad \text{Equation 20}$$

式 18 および式 19 を \underline{s} について解く次の手法は、チャネル相関行列 R のサーキュラント近似式またはチャネル応答行列 H_c' の高速フーリエ変換 (FFT) 分解を用いる (ステップ 54)。いずれの行列を用いる場合も近似計算が必要になる。チャネル応答行列 H_c' を用いる場合も、正方行列にするためにその行列の最後の $W-1$ 個の列を切り捨てる必要がある。したがって、切り捨てに伴う劣化を解消するためにチャネル相関行列 R を用いるのが好ましい。

30

【0040】

チャネル相関行列 R の FFT 分解は次のとおり行う。ZF 手法の場合は、 R は式 21 で表される。

【0041】

【数21】

$$R = H_c'^H H_c' = \sum_{m=1}^M H_{cm}^H H_{cm} \quad \text{Equation 21}$$

40

MMSE 手法の場合は、 R は式 22 の形で表される。

【0042】

【数22】

$$R = H_c'^H H_c' + \sigma^2 I \quad \text{Equation 22}$$

チャネル相関マトリクス R の構成は式 23 に示すとおりである。

50

【0 0 4 3】

【数 2 3】

$$R = \begin{bmatrix} R_0 & R_1 & \dots & R_{W-1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ R_1^* & R_0 & \ddots & R_{W-1}^* & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ & R_1^* & \ddots & R_1 & R_{W-1}^* & 0 & \ddots & 0 \\ R_{W-1}^* & & \ddots & R_0 & R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{W-1}^* & & R_1^* & R_0 & \ddots & R_{W-1} & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & R_1^* & R_0 & \ddots & R_{W-1} & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & R_{W-1}^* & 0 & \ddots & R_1 & 0 \\ & & \ddots & 0 & R_{W-1}^* & \ddots & R_0 & R_1 \\ & & & 0 & 0 & R_{W-1}^* & R_1^* & R_0 \\ & & & & 0 & 0 & R_1^* & R_0 \\ & & & & & 0 & R_{W-1}^* & R_1 \\ & & & & & & 0 & R_0 \\ 0 & & & & & & & R_1^* & R_0 \end{bmatrix} \quad \text{Equation 23} \quad 10$$

式 1 8 および式 1 9 を R についてそれぞれ式 2 4 および式 2 5 の形に書き換える。

20

【0 0 4 4】

【数 2 4】

$$\underline{s} = R^{-1} H_c'^H \underline{r} \quad \text{Equation 24}$$

【0 0 4 5】

【数 2 5】

$$R \underline{s} = H_c'^H \underline{r} \quad \text{Equation 25}$$

30

行列ベクトル乗算 $R \underline{s}$ は、チャネル相関行列 R の列ベクトルを式 2 6 に示すとおりデータチップベクトル \underline{s} の対応の要素で重みづけした線形合成である。

【0 0 4 6】

【数 2 6】

$$R \underline{s} = s_1 \underline{g}_1 + s_2 \underline{g}_2 + \dots + s_W \underline{g}_W + s_{W+1} \underline{g}_{W+1} + \dots + s_{N \cdot SF} \underline{g}_{N \cdot SF}$$

40

$$\text{Equation 26}$$

\underline{g}_i はチャネル相関行列の i 番目の列である。 s_i は拡散ずみのデータチップベクトル \underline{s} の i 番目の要素である。

【0 0 4 7】

行列 R の構成を変形することによって、チャネル相関行列 $R_{0 \dots 1}$ の最適サーキュラント行列近似式が式 2 7 から算定できる。

【0 0 4 8】

【数 2 7】

$$R_{cir} = \begin{bmatrix} R_0 & R_1 & \dots & R_{W-1} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \vdots & R_1^* \\ R_1^* & R_0 & \dots & R_{W-1}^* & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & R_{W-1}^* & \vdots \\ R_1^* & R_1^* & \dots & R_1 & R_{W-1} & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & 0 & R_{W-1}^* \\ R_{W-1}^* & R_{W-1}^* & \dots & R_0 & R_1 & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & R_{W-1}^* & \dots & R_1^* & R_0 & \dots & \dots & R_{W-1} & 0 & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & R_1^* & R_1 & \dots & \dots & R_{W-1} & \dots & \dots & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \dots & R_{W-1}^* & \dots & \dots & \dots & R_1 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & R_{W-1}^* & \dots & \dots & R_0 & R_1 & \dots & R_{W-1} & 0 \\ R_{W-1} & 0 & \dots & 0 & 0 & R_{W-1}^* & \dots & R_1^* & R_0 & \dots & \vdots & R_{W-1} \\ \vdots & R_{W-1} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & R_{W-1}^* & \dots & \dots & R_1 & \vdots \\ R_1 & \vdots & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & R_{W-1}^* & \dots & R_0 & R_1 \\ & & & & & & & & & & R_1^* & R_0 \end{bmatrix} \quad 10$$

第1列 \underline{q} は切捨てなしの非零要素全部を備える。サーキュラント行列 $R_{i,r}$ は第1列 \underline{q} で画定される。サーキュラント行列 $R_{i,r}$ の第1列 \underline{q} は、チャネル相関行列 R の W 番目の列 \underline{g}_w を置換演算子またはインデックスベクトルを用いて式28に示すとおり置換することによって得られる。

【0049】
【数28】

$$\underline{p} = [W:N \cdot Q, 1:W-1]$$

Equation 28

代わりに、サーキュラント行列はチャネル相関行列 R の W 番目の列 \underline{g}_w によっても画定できる。概括的には、 W 番目以降の任意の列を適切なインデックスベクトル（置換ベクトル）と併せて用いることができる。

【0050】
この代替手法による近似サーキュラントチャネル相関行列 $R_{i,r}'$ と $R_{i,r}$ との関係は式29に示すとおりである。

【0051】
【数29】

$$R_{cir}' = R_{cir}(:, \underline{p})$$

Equation 29

この手法の利点は \underline{g}_w を置換なしに直接に用いることである。しかし、インデックスベクトル \underline{p} により式30に示すとおり逆置換するには、算出ずみの拡散ずみデータチップベクトル \underline{s} が必要である。

【0052】
上述の手法における第1列を置換することによって、 \underline{s} の逆置換の必要はなくなる。
【0053】
【数30】

10

20

30

40

$$\underline{p} = [N \cdot SF - W + 2 : N \cdot SF, 1 : N \cdot SF - W + 1] \quad \text{Equation 30}$$

式 3 1 は行列 $R_{c, i, r}$ の F F T 分解結果である。

【 0 0 5 4 】

【 数 3 1 】

10

$$R_{cir} = D_P^{-1} \Lambda_R D_P \quad \text{Equation 31}$$

ここで D_P は P 点 F F T 行列であり、 Λ_R は行列 $R_{c, i, r}$ の第 1 列の F F T を対角線に有する対角行列である。 Λ_R は $\Lambda_R = \text{diag} (D_P \underline{q})$ で与えられる。

【 0 0 5 5 】

チャネル応答行列 H_c の F F T 分解の利用は次に述べるとおり行う。整合フィルタ処理により、 H_c の H_c は式 3 2 で表される。

【 0 0 5 6 】

【 数 3 2 】

20

$$H_c^H \underline{L}' = \sum_{m=1}^M H_{cm}^H \underline{L}_m \quad \text{Equation 32}$$

各サンプリングずみ系列 $H_{c, m}$ (ここで $m = 1, 2, \dots, M$) 対応のチャネル応答行列はサーキュラント行列である。各行列は式 3 3 に示すとおり三つの F F T 行列乗算に分解できる。

【 0 0 5 7 】

【 数 3 3 】

30

$$H_{cm} = D_P^{-1} \Lambda_{H_{cm}} D_P, m = 1 \dots M \quad \text{Equation 33}$$

その結果、チャネル応答行列の分解は式 3 4 に示すとおりになる。

【 0 0 5 8 】

【 数 3 4 】

40

$$H_c^H \underline{L}' = D_P^{-1} \sum_{m=1}^M \Lambda_{H_{cm}}^* D_P \underline{L}_m \quad \text{Equation 34}$$

データチップベクトル \underline{s} を回復するには式 3 5 を用いる。

【 0 0 5 9 】

【 数 3 5 】

$$\underline{s} = R_{cir}^{-1} H_c'^H \underline{r}' = D_P^{-1} \Lambda_R^{-1} \sum_{m=1}^M \Lambda_{H_{cm}}^* D_P \underline{r}_m \quad \text{Equation 35}$$

周波数領域では式 3 5 は式 3 6 で表される。

【0 0 6 0】
【数 3 6】

10

$$F(\underline{s}) = \frac{\sum_{m=1}^M F(\underline{h}_m)' \otimes F(\underline{r}_m)}{F(\underline{q})} \quad \text{Equation 36}$$

ここで \times は要素相互間の乗算を表す。式 3 6 を用いて $F(\underline{s})$ を算定する。 $F(\underline{s})$ を逆変換すると、拡散ずみデータベクトル \underline{s} が算定される。ダウンリンクにおいて複数ユーザ検出に用いた場合、またはアップリンクにおいて単一ユーザが一つの時間スロットのみを用いた場合、 \underline{s} を全符号の利用により逆拡散して、送信されてきたデータ \underline{d} をソフトシンボルとして回復する。ダウンリンクにおいて単一ユーザ検出に用いた場合は、そのユーザの符号を用いて \underline{s} を逆拡散し、そのユーザのデータをソフトシンボルとして回復する。それらソフトシンボルをハードシンボルに変換するのにハード判定を行う。

20

【0 0 6 1】

FFT 分解の実行のための二つの手法は主要素アルゴリズム (PFA) と基数-2 アルゴリズムである。FFT 点の数が 2 の累乗以外の数である場合は、基数-2 アルゴリズムよりも PFA のほうがより効率的と考えられるが、次に述べる複雑度の検討は単純化のために基数-2 FFT 手法に基づいている。基数-2 アルゴリズムに基づく複雑度は最悪のケースと考えることができる。PFA を用いた場合は複雑度はさらに改善される。零詰込み基数-2 FFT を実行すると、 H_m の零詰込み第 1 列 ($m=1, \dots, M$)、ベクトル \underline{r}_m ($m=1, \dots, m$) および \underline{q} の零詰込みが行われる。この零詰込みにより、これらの長さがデータフィールドの長さ以上の長さの最寄りの基数-2 整数に等しくなる。例えば、データフィールドの長さは、3 GPP

30

W-CDMA 標準に規定される TDD バーストのバースト型式 1 については 9 7 6 チップである。9 7 6 の最寄りの基数-2 の整数は 1 0 2 4 ($P=1 0 2 4$) である。ここで P は基数-2 の整数である。

【0 0 6 2】

基数-2 FFT 計算に 4 種類、すなわち $D_P \underline{r}_m$ 、 $D_P \underline{h}_m$ 、 $D_P \underline{g}_1$ および $D_P (\cdot)$ / P が必要である。これら計算のうちの二つはサンプリングずみ系列全部について M 回行う。すなわち、 $D_P \underline{r}_m$ ($m=1, \dots, M$) および $D_P \underline{h}_m$ ($m=1, \dots, M$) である。残りの二つの計算はサンプリングずみ系列について 1 回だけ行う。すなわち、 $D_P \underline{h}_m$ ($m=1, \dots, M$) および $D_P \underline{g}_1$ を時間スロットあたり 1 回計算する。 $D_P \underline{r}_m$ ($m=1, \dots, M$) および $D_P (\cdot)$ / P は時間スロットあたり 2 回計算する。その結果、合計で 3 ($M+1$) 回の基数-2 FFT 計算が必要になる。各々の計算が P_1 、 P_2 、 P 回の複素演算を要する。各複素演算が 4 回の実演算を要すると仮定することによって、毎秒 1 0 0 万回の実演算 (MROPS) で表して基数-2 FFT 計算の複雑度は式 3 7 で示すとおりとなる。

40

【0 0 6 3】

【数 3 7】

50

$$C_1 = 3(M + 1)P \log_2 P \cdot 4 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \quad \text{MROPS} \quad \text{Equation 37}$$

ベクトル乗算の複雑度については、M回の要素相互間ベクトル乗算があり、1回の要素相互間除算があり、それら演算が時間スロットあたり2回行われる。その結果、MROPSで表したベクトル演算の複雑度は式38に示すとおりである。

【0064】

【数38】

10

$$C_2 = 2(M + 1)P \cdot 4 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \quad \text{MROPS} \quad \text{Equation 38}$$

ベクトルqの計算の複雑度については、時間スロットあたり1回行う複素演算 MW^2 回を行う必要がある。MROPSで表した複雑度は式39に示すとおりである。

【0065】

【数39】

$$C_3 = MW^2 \cdot 4 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \quad \text{MROPS} \quad \text{Equation 39}$$

20

逆拡散を除く全体の複雑度をMROPSで表すと、式40に示すとおりとなる。

【0066】

【数40】

$$C_{fft} = C_1 + C_2 + C_3 \quad \text{MROPS} \quad \text{Equation 40}$$

30

逆拡散は時間スロットあたり2回行う。MROPSで表した逆拡散の複雑度は式41に示すとおりである。

【0067】

【数41】

$$C_{disp} = 2 \cdot K \cdot N \cdot Q \cdot 4 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \quad \text{MROPS} \quad \text{Equation 41}$$

その結果、逆拡散を含むデータ検出の全体の複雑度は式42または式43に示すとおりである。

40

【0068】

【数42】

$$C_{Total} = C_{fft} + C_{disp} \quad \text{MROPS} \quad \text{Equation 42}$$

【0069】

【数43】

$$C_{Total} = [3(M+1)P \log_2 P + 2(M+1)P + MW^2 + 2KNQ] \cdot 4 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \text{ MROPS}$$

Equation 43

次に示す表は1024ポイント基数-2 ($P=1024$) 計算についての複雑度をMROPSで示す。表1に示す複雑度はチップ速度サンプリングについてのものであり、表2に示す複雑度はチップ速度の2倍の速度のサンプリングについてのものである。複雑度の比較は、表3および表4に示すとおり、近似コレスキー分解および低複雑度データ検出を用い、BLE-JD間でMROPS表示で行った。表5は、低複雑度データ検出の複雑度を近似コレスキー分解利用BLE-JDの複雑度の百分比で表した複雑度比較を示す。この表に示されるとおり、低複雑度データ検出は、近似コレスキー分解利用のBLD-JPよりもずっと複雑度が低い。送信されたバーストの数および拡散率に応じて、大半の場合、低複雑度データ検出の複雑度は、チップ速度でのサンプリングについては近似コレスキー分解利用のBLE-LDの複雑度の25%、チップ速度の2倍の速度でのサンプリングについては30%である。

【0070】

【表1】

# of bursts, K	1バーストあたり1回実行される機能			半バーストあたり2回実行される機能			Total
	Construct \underline{q}	Compute $D_P \underline{h}_m$ $m=1 \dots M$ Via Radix-2 FFT	Compute $D_P \underline{g}_1$ Via Radix-2 FFT	Compute $D_P \underline{r}_m$ $m=1 \dots M$ Via Radix-2 FFT	Compute $\frac{D_P(\cdot)}{P}$ Via Radix-2 FFT	Despread $C^{(k)H} \underline{s}$	
1	1.3	4.1	4.1	8.2	8.2	0.78	26.7
8	1.3	4.1	4.1	8.2	8.2	6.25	32.2
12	1.3	4.1	4.1	8.2	8.2	9.4	35.3
13	1.3	4.1	4.1	8.2	8.2	10.1	36
14	1.3	4.1	4.1	8.2	8.2	10.9	36.8
16	1.3	4.1	4.1	8.2	8.2	12.5	38.4

バーストタイプ1についてチップ速度サンプリングで低複雑度データ検出を用いたバースト全体のMROPS

【0071】

【表2】

# of bursts, K	1 バーストあたり 1 回実行される機能			半バーストあたり 2 回実行される機能			Total
	Construct \underline{q}	Compute $D_P \underline{h}_m$ $m = 1 \dots M$ Via Radix-2 FFT	Compute $D_P \underline{g}_1$ Via Radix-2 FFT	Compute $D_P \underline{r}_m$ $m = 1 \dots M$ Via Radix-2 FFT	Compute $\underline{D}_P(\cdot)$ P Via Radix-2 FFT	Despread $C^{(t)^H} \underline{s}$	
1	2.6	8.2	8.2	16.4	16.4	0.78	52.6
8	2.6	8.2	8.2	16.4	16.4	6.25	58.1
12	2.6	8.2	8.2	16.4	16.4	9.4	61.2
13	2.6	8.2	8.2	16.4	16.4	10.1	61.9
14	2.6	8.2	8.2	16.4	16.4	10.9	62.7
16	2.6	8.2	8.2	16.4	16.4	12.5	64.3

10

バーストタイプ 1 についてチップ速度の 2 倍の速度のサンプリングで低複雑度データ検出を用いたバースト全体の M R O P S

【0 0 7 2】

【表 3】

20

拡散率, Q	バースト数 K	提案するアルゴリズム	BLE-JD
1	1	26.7	318.2
16	8	32.2	81.1
	12	35.3	174.6
	13	36	205.5
	14	36.8	239.4
	16	38.4	318.2

30

チップ速度サンプリングでの B L D - J D (近似コレスキー分解) と低複雑度データ検出との間の M R O P S 比較

【0 0 7 3】

【表 4】

拡散率, Q	バースト数 K	提案するアルゴリズム	BLE-JD
1	1	52.6	427.6
16	8	58.1	124.8
	12	61.2	248.3
	13	61.9	287.7
	14	62.7	330.4
	16	64.3	427.6

40

チップ速度の 2 倍の速度のサンプリングでの B L D - J D (近似コレスキー分解) と低複雑度データ検出との間の M R O P S 比較

【0 0 7 4】

50

【表 5】

拡散率, Q	バースト数, K	チップ速度サンプリング	チップ速度の2倍 でのサンプリング
1	1	8%	12%
16	8	39%	47%
	12	20%	25%
	13	18%	22%
	14	15%	19%
	16	12%	15%

10

近似コレスキー分解利用のBLD-JDの複雑度の百分比で示したチャネル相関行列のFFTの複雑度、近似コレスキー分解利用のBLD-JDを複雑度100%として表示

図5乃至図15は低複雑度データ検出の性能を示すグラフである。二つの高いデータ速度のサービスをシミュレートした。一方はSF=1の単符号送信であり、他方は12符号で各符号について拡散率16とした複数符号送信である。低複雑度データ検出の試験を、3GPP作業部会4(WG4)画定の遅延拡散チャネルケース1, 2および3など多様な遅延拡散タイプのもとで行う。このシミュレーションをチップ速度によるサンプリングおよびチップ速度の2倍の速度によるサンプリングの両方について行う。遅延拡散の長さはW=57と仮定する。シミュレーション全体を通じてタイミング誤りは零と仮定する。チャネルインパルス応答は正確に既知であると仮定する。概括的にいうと、複数符号のケースのビット誤り率性能は、それと対応する単一符号のケースよりもシミュレーションでは優れている。このシミュレーションで用いた特定の例では、複数符号伝送が各時間スロットで12リソース単位を用いるだけであるのに対して、単一符号伝送は時間スロットあたり16リソース単位を用いる。使用符号が12個だけであれば干渉はそれだけ少なくなり、したがってBERは改善される。BLE-JDに比べて、単一符号伝送および複数符号伝送のいずれの場合も、チャネル干渉行列のFFT分解(FFT-R)に基づくこのアルゴリズムについての性能の劣化はほとんど観測されなかった。単一符号伝送の場合は、FFT-R利用の手法はブロック線形等化構成と同じである。チップ速度によるサンプリングでは、ここに提案するFFT-R利用の手法とチャネル応答行列のFFT(FFT-H)利用の手法とは互いに同一である。

20

30

【0075】

FFT-RおよびFFT-Hを用いた低複雑度データ検出の性能を、理想的単一ユーザバンド、最悪のケースの整合フィルタ処理、BLE-JDおよび近似コレスキー分解利用のBLEによる単一ユーザ検出と比較する。検討対象の動作点については、BERは通常1%乃至10%の範囲内にある。低複雑度データ検出について観測される信号対雑音比(SNR)性能劣化はBLE-JDに比べてごく僅かであり、整合フィルタ処理の場合に比べてSNR性能は著しく改善される。また、付加白色ガウス雑音(AWGN)チャネル環境でも低複雑度データ検出の動作は良好である。図5乃至図15は、低複雑度データ検出が、ずっと低い複雑度および消費電力で近似コレスキー分解利用BLE-JDと同程度のBER性能およびSNR性能を発揮することを示す。

40

【図面の簡単な説明】

【0076】

- 【図1】無線通信システムの説明図
- 【図2】単純化して図示した送信機と単一ユーザ検出受信機
- 【図3】通信信号バーストの説明図
- 【図4】低複雑度データ検出の流れ図
- 【図5】低複雑度データ検出の性能を表すグラフ
- 【図6】低複雑度データ検出の性能を表すグラフ

50

- 【図 7】 低複雑度データ検出の性能を表すグラフ
- 【図 8】 低複雑度データ検出の性能を表すグラフ
- 【図 9】 低複雑度データ検出の性能を表すグラフ
- 【図 10】 低複雑度データ検出の性能を表すグラフ
- 【図 11】 低複雑度データ検出の性能を表すグラフ
- 【図 12】 低複雑度データ検出の性能を表すグラフ
- 【図 13】 低複雑度データ検出の性能を表すグラフ
- 【図 14】 低複雑度データ検出の性能を表すグラフ
- 【図 15】 低複雑度データ検出の性能を表すグラフ

【符号の説明】

10

【0077】

- 10 無線通信システム
- 12 基地局
- 14 ユーザ装置
- 16 通信信号バースト
- 18 ガード期間
- 20 ミドアンプル
- 22、24 データ領域
- 26 送信機
- 28 受信機
- 30 無線伝送チャネル
- 32 データ発生器
- 34 拡散／変調装置
- 36 変調器
- 38、40 アンテナ
- 42 復調器
- 43 サンプリング装置
- 44 チャネル推算装置
- 46 データ検出装置
- 48 一つの時間スロット内で合成信号 \underline{x} を受信する
- 50 合成信号 \underline{x} についてチャネル応答を推算する
- 52 推算したチャネル応答に一部基づき、チャネル応答行列またはチャネル相関行列などデータ信号チャネルを表す行列を形成する
- 54 チャネル行列のサーキュラント近似のFFT分解に一部基づき拡散ベクトル \underline{s} を算定する
- 56 受信合成信号 \underline{x} からデータを回復するように拡散ずみのデータベクトル \underline{s} を逆拡散する

20

30

【図 1】

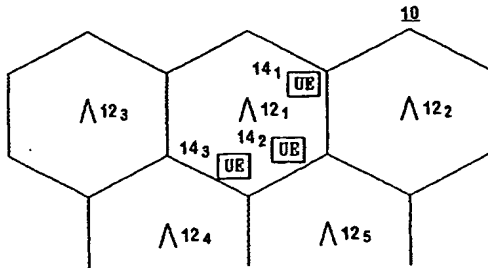


FIG. 1

【図 2】

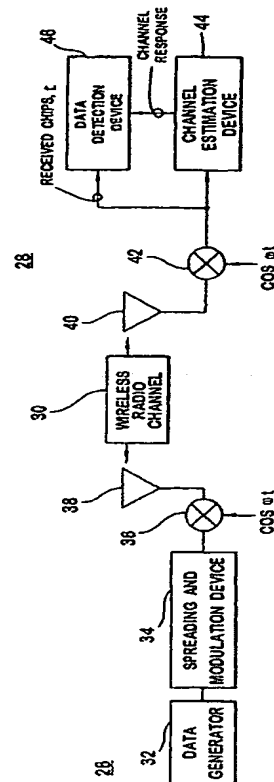


FIG. 2

【図 3】

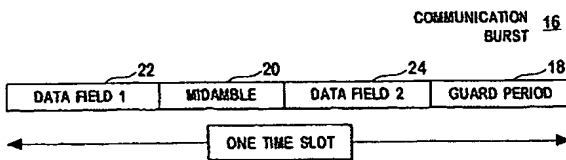


FIG. 3

【図 4】

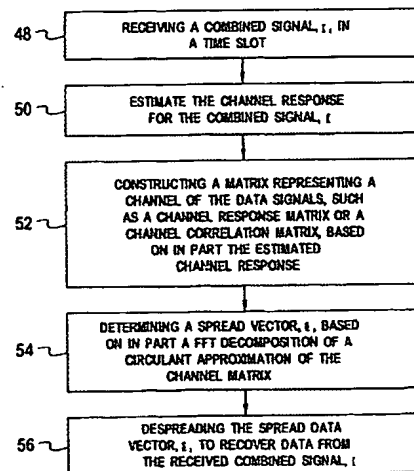
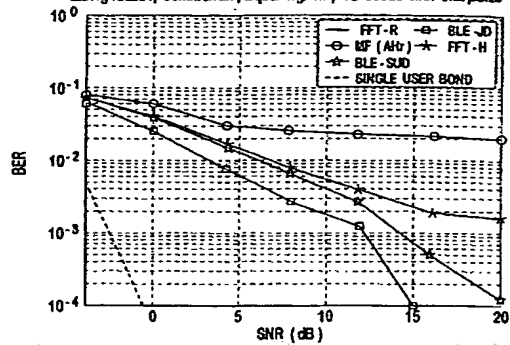


FIG. 4

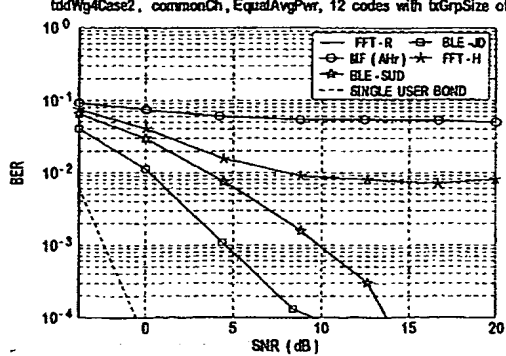
【図 5】

FIG. 5 ttdWg4Case1, commonCh, EqualAvgPwr, 12 codes with txGrpSize of 1



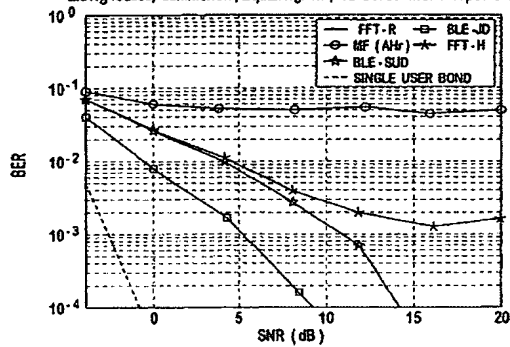
【図 6】

FIG. 6 ttdWg4Case2, commonCh, EqualAvgPwr, 12 codes with txGrpSize of 1



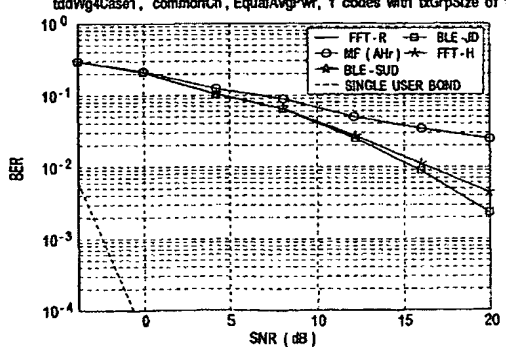
【図 7】

FIG. 7 ttdWg4Case3, commonCh, EqualAvgPwr, 12 codes with txGrpSize of 1



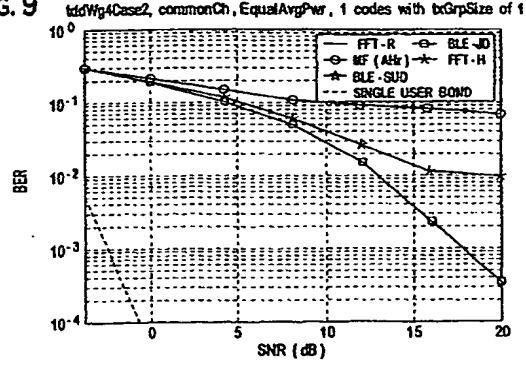
【図 8】

FIG. 8 ttdWg4Case1, commonCh, EqualAvgPwr, 1 codes with txGrpSize of 1



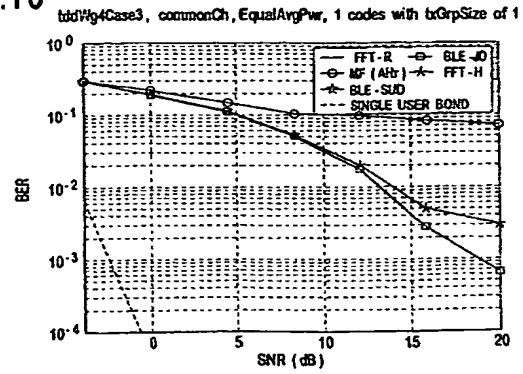
【図 9】

FIG. 9



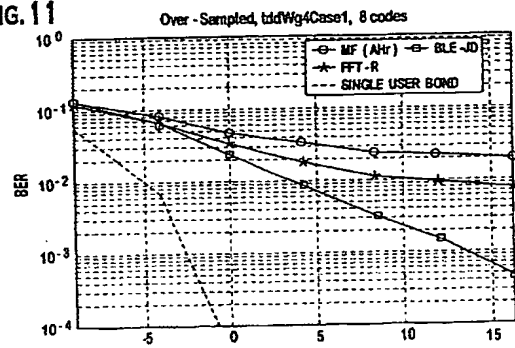
【図 10】

FIG. 10



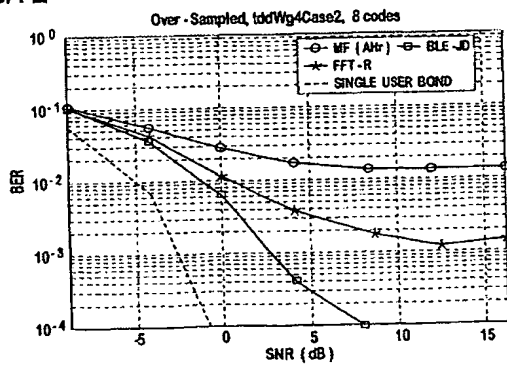
【図 11】

FIG. 11



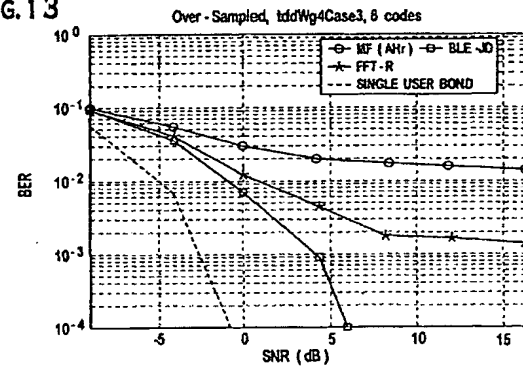
【図 12】

FIG. 12



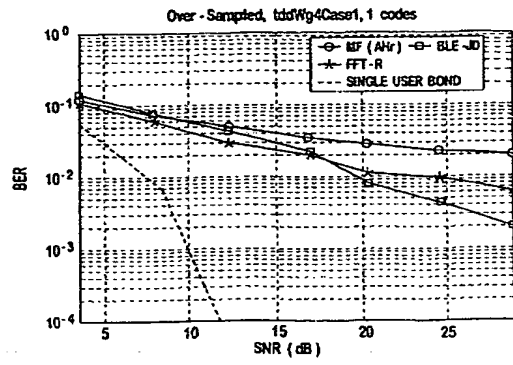
【図 13】

FIG. 13



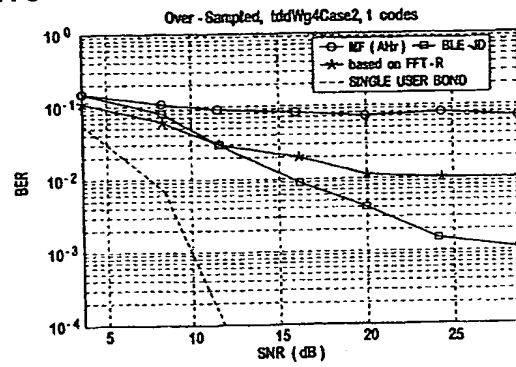
【図 14】

FIG. 14



【図 15】

FIG. 15



【国際公開パンフレット】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau

PCT

(43) International Publication Date
15 August 2002 (15.08.2002)

PCT

(10) International Publication Number
WO 02/063779 A2

- (51) International Patent Classification: H04B (81) Designated States (national): AE, AG, AI, AM, AN, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GR, GM, HU, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, NG, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PI, PT, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW.
- (21) International Application Number: PCT/US02/02400
- (22) International Filing Date: 26 January 2002 (26.01.2002)
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data:
6/056,932 6 February 2001 (06.02.2001) US
6/056,557 15 February 2001 (15.02.2001) US
09/514,345 22 March 2001 (22.03.2001) US
- (84) Designated States (regional): ARIPPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), Berne patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IT, LI, LU, MC, NL, PT, SE, SI, SK), OAPI patent (BF, BJ, CI, CG, CO, CM, GN, GU, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- (71) Applicant: INTERDIGITAL TECHNOLOGY CORPORATION (US); Suite 527, 300 Delaware Avenue, Wilmington, DE 19801 (US).
- (72) Inventors: PAN, Jung-Lin; 15 Court Street, Selden, NY 11784 (US); DE, Participation: 12338 Melville Road, Apt. 3, Farmingdale, NY 11735 (US); ZEBRA, Arelia; 230 West Neck Road, Huntington, NY 11743 (US).
- (74) Agent: VOLPE, Anthony, S. et al.; Volpe and Koenig, P.C., Suite 400, One Penn Center, 1617 John F. Kennedy Boulevard, Philadelphia, PA 19103 (US).
- Published:
without international search report and to be republished upon receipt of this report.
- For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: LOW COMPLEXITY DATA DETECTION USING FAST FOURIER TRANSFORM OF CHANNEL CORRELATION MATRIX

(57) Abstract: A combined signal is received over a shared spectrum in a time slot in a time division duplex communication system using code division multiple access. Each data signal experiences a similar channel response. The similar channel response is estimated. A matrix representing a channel of the data signals based on in part the estimated channel response is constructed. A spread data vector is determined based on in part a fast Fourier transform (FFT) decomposition of a circulant version of the channel matrix. The spread data vector is despreading to recover data from the received combined signal.

WO 02/063779 A2

WO 02063779

PCT/US02/01460

[0001] LOW COMPLEXITY DATA DETECTION USING
 FAST FOURIER TRANSFORM OF CHANNEL CORRELATION MATRIX

[0002] BACKGROUND

[0003] The invention generally relates to wireless communication systems. In particular, the invention relates to data detection in a wireless communication system.

[0004] Figure 1 is an illustration of a wireless communication system 10. The communication system 10 has base stations 12₁ to 12₂ which communicate with user equipments (UEs) 14₁ to 14₃. Each base station 12₁ has an associated operational area, where it communicates with UEs 14₁ to 14₃ in its operational area.

[0005] In some communication systems, such as code division multiple access (CDMA) and time division duplex using code division multiple access (TDD/CDMA), multiple communications are sent over the same frequency spectrum. These communications are differentiated by their channelization codes. To more efficiently use the frequency spectrum, TDD/CDMA communication systems use repeating frames divided into time slots for communication. A communication sent in such a system will have one or multiple associated codes and time slots assigned to it. The use of one code in one time slot is referred to as a resource unit.

[0006] Since multiple communications may be sent in the same frequency spectrum and at the same time, a receiver in such a system must distinguish between the multiple communications. One approach to detecting such signals is multiuser detection. In multiuser detection, signals associated with all the UEs 14₁ to 14₃ users, are detected simultaneously. Approaches for implementing multiuser detection include block linear equalization based joint detection (BLE-JD) using a Cholesky or an approximate Cholesky decomposition.

[0007] Another approach is single user detection. In single user detection, data is only recovered for a single user (one UE 14₁). Based on the application, the single user detected data may have been sent using one or multiple codes. Approaches for implementing single user detection include block linear equalization using a Cholesky

WO 02/063779

PCT/US02/02460

-2-

or an approximate Cholesky decomposition. These approaches have a high complexity. The high complexity leads to increased power consumption, which at the UE 14, results in reduced battery life. Accordingly, it is desirable to have alternate approaches to detecting received data.

[0008] SUMMARY

[0009] A combined signal is received over a shared spectrum in a time slot in a time division duplex communication system using code division multiple access. Each data signal experiences a similar channel response. The similar channel response is estimated. A matrix representing a channel of the data signals based on in part the estimated channel response is constructed. A spread data vector is determined based on in part a fast fourier transform (FFT) decomposition of a circulant version of the channel matrix. The spread data vector is despread to recover data from the received combined signal.

[0010] BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWING(S)

- [0011] Figure 1 is a wireless communication system.
[0012] Figure 2 is a simplified transmitter and a single user detection receiver.
[0013] Figure 3 is an illustration of a communication burst.
[0014] Figure 4 is a flowchart of low complexity data detection.
[0015] Figures 5-15 are graphs of the performance of low complexity data detection.

[0016] DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENT(S)

[0017] Figure 2 illustrates a simplified transmitter 26 and receiver 28 using low complexity data detection in a TDD/CDMA communication system. In a typical system, a transmitter 26 is in each UE 14, to 14, and multiple transmitting circuits 26 sending multiple communications are in each base station 12, to 12. The low complexity data detector receiver 28 may be at a base station 12, UEs 14, to 14, or

WO 02/063779

PCT/US02/02460

-3-

both. The receiver 28 can be used at a UE 14, for either multiuser or single user detection of a medium to high data rate service, such as a 2 megabits per second (Mbps). The receiver 28 can also be used at a base station 12, when only a single UE 14, transmits in a time slot.

[0018] The transmitter 26 sends data over a wireless radio channel 30. A data generator 32 in the transmitter 26 generates data to be communicated to the receiver 28. A modulation/spreading sequence insertion device 34 spreads the data and makes the spread reference data time-multiplexed with a midamble training sequence in the appropriate assigned time slot and codes for spreading the data, producing a communication burst or bursts.

[0019] A typical communication burst 16 has a midamble 20, a guard period 18 and two data bursts 22, 24, as shown in Figure 3. The midamble 20 separates the two data bursts 22, 24 and the guard period 18 separates the communication bursts to allow for the difference in arrival times of bursts transmitted from different transmitters 26. The two data bursts 22, 24 contain the communication burst's data.

[0020] The communication burst(s) are modulated by a modulator 36 to radio frequency (RF). An antenna 38 radiates the RF signal through the wireless radio channel 30 to an antenna 40 of the receiver 28. The type of modulation used for the transmitted communication can be any of those known to those skilled in the art, such as quadrature phase shift keying (QPSK) or an N-ary quadrature amplitude modulation (QAM).

[0021] The antenna 40 of the receiver 28 receives various radio frequency signals. The received signals are demodulated by a demodulator 42 to produce a baseband signal. The baseband signal is processed, such as by a channel estimation device 44 and a low complexity data detection device 46, in the time slot and with the appropriate codes assigned to the received bursts. The channel estimation device 44 uses the midamble training sequence component in the baseband signal to provide channel information, such as channel impulse responses. The channel information is

WO 02/063779

PCT/US02/02400

-4-

used by the data detection device 46 to estimate the transmitted data of the received communication bursts as hard symbols.

[0022] The data detection device 46 uses the channel information provided by the channel estimation device 44 and the known spreading codes used by the transmitter 26 to estimate the data of the desired received communication burst(s). Low complexity data detection is explained in conjunction with the flowchart of Figure 4. Although low complexity data detection is explained using the third generation partnership project (3GPP) universal terrestrial radio access (UTRA) TDD system as the underlying communication system, it is applicable to other systems. That system is a direct sequence wideband CDMA (W-CDMA) system, where the uplink and downlink transmissions are confined to mutually exclusive time slots.

[0023] The receiver 28 receives using its antenna 40 a total of K bursts that arrive simultaneously, 48. The K bursts are superimposed on top of each other in one observation interval. Some or all of the K bursts may arise from or go to the same users for higher data rate services. For the 3GPP UTRA TDD system, each data field of a time slot corresponds to one observation interval.

[0024] A k^{th} burst of the K bursts uses a code of $C^{(k)}$ of length Q chips to spread each of its N_s symbols to yield a sequence of length $Q \cdot N_s$ chips. The k^{th} burst passes through a channel with a known or estimated channel response, $\underline{h}^{(k)}$, of length W chips to form a chip sequence of length, $N_c = (SF \cdot N_s + W - 1)$. SF is the spreading factor. Since uplink signals may originate from multiple UEs 14₁ to 14₃, each $\underline{h}^{(k)}$ in the uplink may be distinct. For the downlink in the absence of transmit diversity, all bursts pass through the same channel and have the same $\underline{h}^{(k)}$. At the receiver 28, the bursts from all users arrive superimposed as a single received vector, \underline{r} . Some or all of the K bursts may be part of a multi-code transmission. The multi-codes have the same $\underline{h}^{(k)}$, because they originate from the same transmitter 26.

WO 02/063779

PCT/US02/01460

-5-

[0025] The multi-user signal model consists of N_c known received chips and $K \cdot N_s$ unknown information bearing symbols. The symbol response, $\underline{r}^{(k)}$, of the k^{th} burst is the convolution of $\underline{c}^{(k)}$ with $\underline{h}^{(k)}$. Accordingly, $\underline{r}^{(k)}$ is of length $(SF+W-1)$ chips. W is the impulse response, which represents the trail of chips left by a unity symbol. The N_s unknown symbols of the k^{th} burst form a column vector $\underline{d}^{(k)}$. $\underline{r}^{(k)}$ is the contribution of the k^{th} burst to the overall received chip vector, \underline{r} . $\underline{d}^{(k)}$ is the data vector for the k^{th} burst. $\underline{d}^{(k)}$ and $\underline{r}^{(k)}$ are related by Equation 1.

$$\underline{r}^{(k)} = A^{(k)} \underline{d}^{(k)}, \text{ where } k = 1 \dots K \quad \text{Equation 1}$$

[0026] $A^{(k)}$ is the channel response matrix for the k^{th} burst, which is an $N_c \times N_s$ matrix whose j^{th} column is the symbol-response of the element of $\underline{d}^{(k)}$. Assuming a time-invariant symbol-response, each column of $A^{(k)}$ has the same support, $\underline{r}^{(k)}$, and successive columns are zero-padded and shifted versions of the first column. The overall, chip-rate, received vector is per Equation 2.

$$\underline{r} = \sum_{k=1}^K \underline{r}^{(k)} + \underline{n} \quad \text{Equation 2}$$

\underline{n} is a zero-mean noise vector with independent identical distribution (i.i.d.) components of the variance, σ^2 . Equation 2 becomes Equation 3, when written as a single matrix equation.

$$\underline{r} = A \underline{d} + \underline{n} \quad \text{Equation 3}$$

WO 02/063779

PCT/US02/02460

-6-

[0027] A is the overall channel response matrix, which is a matrix of size $N_s \times K \cdot N_s$. \underline{d} is the data vector, which is a column vector of length $K \cdot N_s$. Equation 2 and Equation 3 model the inter-symbol interference (ISI) and multiple-access interference (MAI) in the received vector, \underline{r} .

[0028] The signal models of Equations 1, 2 and 3 are formulated for chip rate sampling, such as 3.84 Mega chips per second (Mcps) in 3GPP UTRA system. For increased statistical accuracy, a receiver 28 may use over-sampling, such as a multiple chip rate sampling. A typical multiple chip rate sampling is twice the chip rate, although other multiples may be used. When using multiple chip rate sampling, the received signal burst will be over-sampled generating multiple sampled sequences. Each sequence is sampled at the chip rate with different time offsets with respect to one another. The k^{th} burst passes through a channel with a known or estimated channel response, $h_m^{(k)}$, for the m^{th} sampled sequence. $\underline{r}_m^{(k)}$ is the contribution of the k^{th} burst to the m^{th} overall sampled chip vector, \underline{r}_m . The data symbol vectors $\underline{d}^{(k)}$ and the m^{th} sampled chip vector $\underline{r}_m^{(k)}$ are related by Equation 4.

$$\underline{r}_m^{(k)} = A_m^{(k)} \underline{d}^{(k)}, \quad k = 1 \dots K, \quad m = 1 \dots M \quad \text{Equation 4}$$

$A_m^{(k)}$ is the symbol response matrix for the m^{th} sequence. It is a matrix of size $N_s \times N_s$, whose j^{th} column is the m^{th} sampled symbol-response of the j^{th} element of $\underline{d}^{(k)}$.

[0029] Equation 5 is the overall, chip-rate, received vector, \underline{r}_m , of the m^{th} sampled sequence.

WO 02/063779

PCT/US02/01460

-7-

$$\underline{r}_m = \sum_{i=1}^K \underline{r}_m^{(i)} + \underline{n} \quad m = 1 \dots M \quad \text{Equation 5}$$

[0030] For an M multiple of chip rate sampling, a single matrix expression is per Equation 6.

$$\underline{r}' = A' \underline{d} + \underline{n} \quad \text{Equation 6}$$

[0031] \underline{r}' is the received signal vector and is defined as per Equation 7.

$$\underline{r}' = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_M \end{bmatrix} \quad \text{Equation 7}$$

[0032] A' is defined as per Equation 8.

$$A' = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_M \end{bmatrix} \quad \text{Equation 8}$$

[0033] Equation 9 is Equation 6 rewritten as a summation form of K bursts.

WO 02/063779

PCT/US02/02400

-8-

$$\underline{r}' = \sum_{k=1}^K A^{(k)} \underline{d}^{(k)} + \underline{n} \quad \text{Equation 9}$$

[0034] Equation 9 can be rewritten as Equation 10.

$$\underline{r}' = \sum_{k=1}^K H^{(k)} C^{(k)} \underline{d}^{(k)} + \underline{n} \quad \text{Equation 10}$$

[0035] $C^{(k)}$ is code sequence of the k^{th} burst. $H^{(k)}$ is the channel response for the k^{th} sequence, which is defined for M multiple chip rate sampling per Equation 11.

$$H^{(k)} = \begin{bmatrix} H_1^{(k)} \\ H_2^{(k)} \\ \vdots \\ H_M^{(k)} \end{bmatrix} \quad \text{Equation 11}$$

[0036] When all the signal bursts in a time slot arise from the same user in the uplink or go to the same user in the downlink, the bursts pass through the same propagation path and, accordingly, the same fading channel. As a result, $H^{(k)}$ is the same for all bursts ($H^{(k)} = H^{(j)} = H_c^{(j)}$, for all k and j) and is replaced in Equation 10 with $H_c^{(j)}$ as per Equation 12.

$$\underline{r}' = H_c^{(j)} \sum_{k=1}^K C^{(k)} \underline{d}^{(k)} + \underline{n} \quad \text{Equation 12}$$

WO 02/063779

PCT/US02/02460

-9-

[0037] Equation 13 is Equation 12 rewritten as a single matrix expression.

$$\underline{r}' = H_c' C \underline{d} + \underline{n} \quad \text{Equation 13}$$

[0038] C is the code matrix. For M chip rate sampling, H_c' is per Equation 14.

$$H_c' = \begin{bmatrix} H_{c1} \\ H_{c2} \\ \vdots \\ H_{cM} \end{bmatrix} \quad \text{Equation 14}$$

[0039] For an m^{th} chip rate sample, H_{cm} is the channel response for the m^{th} sampled sequence. Each H_{cm} , $m = 1 \dots M$, is determined by the channel estimation device 44, 50. The matrix structure of each H_{cm} is per Equation 15, 52.

WO 02/063779

PCT/US02/02400

-10-

$$H_{t,p} = \begin{bmatrix} h_{m,0} & 0 & & & 0 \\ h_{m,1} & h_{m,0} & 0 & & \\ h_{m,2} & h_{m,1} & \ddots & & \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \\ h_{m,p-1} & \vdots & & & 0 \\ h_{m,p-2} & h_{m,p-3} & & h_{m,0} & 0 \\ h_{m,p-4} & h_{m,p-5} & & h_{m,1} & h_{m,0} \\ 0 & h_{m,p-4} & & h_{m,2} & h_{m,1} \\ & 0 & & \vdots & h_{m,2} \\ & & 0 & \vdots & \vdots \\ & & & h_{m,p-4} & \vdots \\ & & & h_{m,p-3} & h_{m,p-3} \\ & & 0 & h_{m,p-4} & h_{m,p-3} \\ & & & 0 & h_{m,p-4} \end{bmatrix} \quad \text{Equation 15}$$

[0040] The overall signal model of data detection is represented as per Equations 16 and 17.

$$\underline{r}' = H_t' \underline{z} + \underline{n} \quad \text{Equation 16}$$

$$\underline{z} = C \underline{d} \quad \text{Equation 17}$$

WO 02/063779

PCT/US02/02460

-11-

[0041] \underline{z} is the spread data chip vector. C is the code vector. One approach to determine \underline{z} is to use a zero forcing (ZF) solution of Equation 16 as per Equation 18.

$$\underline{z} = (H_c'^H H_c')^{-1} H_c'^H \underline{r} \quad \text{Equation 18}$$

[0042] $H_c'^H$ is the hermitian of H_c' . Another approach is to use a minimum mean square error (MMSE) solution as per Equation 19.

$$\underline{z} = (H_c'^H H_c' + \sigma^2 I)^{-1} H_c'^H \underline{r} \quad \text{Equation 19}$$

[0043] σ^2 is the noise variance. I is the identity matrix. After solving either Equation 17 or 18 for \underline{z} , the solution of Equation 17 is obtained by despreading, as represented by Equation 20, 56.

$$\underline{d} = C^H \underline{z} \quad \text{Equation 20}$$

[0044] The following approaches to solve Equations 18 and 19 for \underline{z} use a fast fourier transform (FFT) decomposition of either a circulant approximation of the channel correlation matrix, R , or the channel response matrix, H_c' , 54. Using either matrix requires an approximation; however, using the channel response matrix, H_c' , also requires truncation of the last $W-1$ rows of the matrix to make it square. Accordingly, to eliminate degradation due to truncation, the channel correlation matrix, R , is preferably used.

WO 02/063779

PCT/US02/01460

-12-

[0045] A FFT decomposition of the channel correlation matrix, R , is performed as follows. For a ZF approach, R is defined as per Equation 21.

$$R = H_c'^B H_c' = \sum_{m=1}^M H_{cm}^R H_{cm} \quad \text{Equation 21}$$

[0046] For a MMSE approach, R is defined as per Equation 22.

$$R = H_c'^B H_c' + \sigma^2 I \quad \text{Equation 22}$$

[0047] The structure of the channel correlation matrix, R , is represented as per Equation 23.

WO 02/063779

PCT/US02/02460

-13-

$$R = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & \dots & R_{1N} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ R_{21} & R_{22} & \dots & R_{2N} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{N-1,1} & R_{N-1,2} & \dots & R_{N-1,N} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & R_{N,N} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Equation 23}$$

[0048] Equations 18 and 19 are rewritten in terms of R as per Equations 24 and 25, respectively.

$$\underline{z} = R^{-1} H_c^H \underline{L} \quad \text{Equation 24}$$

$$R \underline{z} = H_c^H \underline{L} \quad \text{Equation 25}$$

[0049] The matrix-vector multiplication $R \underline{z}$ can be viewed as a linear combination of column vectors of the channel correlation matrix, R , weighted by the corresponding elements of data chip vector \underline{z} , as per Equation 26.

WO 02/063779

PCT/US02/02460

-14-

$$R \underline{x} = s_1 \underline{g}_1 + s_2 \underline{g}_2 + \dots + s_W \underline{g}_W + s_{W+1} \underline{g}_{W+1} + \dots + s_{N-4F} \underline{g}_{N-4F}$$

Equation 26

[0050] \underline{g}_i is the i^{th} column of the channel correlation matrix R . s_i is the i^{th} element of spread data chip vector \underline{x} .

[0051] By modifying the structure of matrix R , an optimum circulant matrix approximation of channel correlation matrix, R_{circ} , can be determined using Equation 27.

$$R_{\text{circ}} = \begin{bmatrix} R_0 & R_1 & \dots & R_{W-1} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \vdots & R_1^* \\ R_1^* & R_0 & \dots & R_{W-1} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \vdots & R_0^* \\ R_{W-1}^* & R_{W-1}^* & \dots & R_1 & R_0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \vdots & R_{W-1}^* \\ 0 & R_{W-1} & \dots & R_1^* & R_0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \vdots & 0 \\ \vdots & 0 & \dots & R_{W-1}^* & R_1^* & R_0 & \dots & R_1 & R_{W-1} & \dots & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & R_{W-1} & R_1 & \dots & R_0 & R_1 & \dots & R_{W-1} & 0 \\ R_{W-1} & 0 & \dots & 0 & 0 & R_{W-1}^* & \dots & R_1^* & R_0 & \dots & R_{W-1} & R_1 \\ R_1 & \vdots & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & R_{W-1} & R_1^* & \dots & R_0 & R_1 \end{bmatrix}$$

Equation 27

WO 02063779

PCT/US02/01460

-15-

[0052] The first column, \underline{g} , has the full non-zero elements without any truncation. The circulant matrix, R_{cir} , is defined by its first column \underline{g} . The first column \underline{g} of circulant matrix, R_{cir} , is obtained by permuting the W^b column \underline{g}_{w^b} of the channel correlation matrix, R , using the permutation operator or index vector as defined by Equation 28.

$$\underline{p} = [W : N \cdot Q, 1 : W - 1] \quad \text{Equation 28}$$

[0053] Alternately, a circulant matrix is also defined by the W^b column \underline{g}_{w^b} of channel correlation matrix, R . In general, any column greater than W^b column may be used with a proper index vector (permutation vector).

[0054] This alternate approximate circulant channel correlation matrix, R'_{cir} , relates to R_{cir} per Equation 29.

$$R'_{cir} = R_{cir}(:, \underline{p}) \quad \text{Equation 29}$$

[0055] The advantage with this approach is that \underline{g}_{w^b} is used directly without permutation. However, the solved spread data chip vector \underline{s} is required to be inverse permuted by the index vector \underline{p} as per Equation 30.

[0056] By permuting the first row in the previous approach, the need for inverse permuting \underline{s} is eliminated.

$$\underline{\bar{p}} = [N \cdot SF - W + 2 : N \cdot SF, 1 : N \cdot SF - W + 1] \quad \text{Equation 30}$$

WO 02/063779

PCT/US02/02400

-16-

[0057] Equation 31 is the FFT decomposition of matrix R_{cp} .

$$R_{cp} = D_P^{-1} \Lambda_P D_P \quad \text{Equation 31}$$

[0058] D_P is the P-point FFT matrix and Λ_P is diagonal matrix, whose diagonal is the FFT of the first column of matrix R_{cp} . Λ_P is defined as $\Lambda_P = \text{diag}(D_P q)$.

[0059] Using a FFT decomposition of the channel response matrix, H_c' , is performed as follows. Matched filtering, $H_c'^H \underline{L}'$, is represented by Equation 32.

$$H_c'^H \underline{L}' = \sum_{m=1}^M H_m^H \underline{L}_m \quad \text{Equation 32}$$

[0060] The channel response matrix that corresponds to each sampled sequence, H_{cm} , $m=1,2,\dots,M$, are circulant matrixes. Each matrix can be decomposed into three FFT matrix multiplication as per Equation 33.

$$H_{cm} = D_P^{-1} \Lambda_{H_{cm}} D_P, \quad m=1 \dots M \quad \text{Equation 33}$$

[0061] As a result, the decomposition of the channel response matrix is per Equation 34.

$$H_c'^H \underline{L}' = D_P^{-1} \sum_{m=1}^M \Lambda_{H_{cm}} D_P \underline{L}_m \quad \text{Equation 34}$$

WO 02/063779

PCT/US02/01460

-17-

[0062] To recover the data chip vector \underline{z} , Equation 35 is used.

$$\underline{z} = R_{\text{db}}^{-1} H_{\text{r}}'^H \underline{z}' = D_{\text{r}}^{-1} \Lambda_{\text{r}}^{-1} \sum_{n=1}^M \Lambda_{\text{r},n} D_{\text{r}} \underline{z}_n \quad \text{Equation 35}$$

[0063] In the frequency domain, Equation 35 becomes Equation 36.

$$F(\underline{z}) = \frac{\sum_{n=1}^M F(\underline{h}_n)' \otimes F(\underline{z}_n)}{F(\underline{q})} \quad \text{Equation 36}$$

[0064] \otimes represents the operation of element by element multiplication. Using Equation 36, $F(\underline{z})$ is determined. By taking the inverse transform of $F(\underline{z})$, the spread data vector, \underline{z} , is determined. If used for multi-user detection in the downlink or a single user solely uses one time slot in the uplink, \underline{z} is despread by using all of the codes to recover the transmitted data \underline{d} as soft symbols. If used for single user detection in the downlink, \underline{z} is despread using that user's codes to recover that user's data as soft symbols. Hard decisions are made to convert the soft symbols to hard symbols.

[0065] Two approaches to implement the FFT composition are a prime factor algorithm (PFA) and a radix-2 algorithm. Although a PFA is considered more efficient than a radix-2 algorithm when a non-power-of-two number of FFT points is used, the following complexity analysis is based on a radix-2 FFT implementation for simplicity. The complexity based on radix-2 algorithm can be considered as the worst case. Additional improvement in complexity is obtainable when PFA is used. Zero-

WO 02/063779

PCT/US02/02460

-18-

padding radix-2 FFT implementation entails the zero-padding the first column of H_{cm} , $m = 1 \dots M$, the vectors $L_m, m = 1 \dots M$ and g . The zero-padding makes their length equal to the nearest radix-2 integer that is greater than or equal to the length of a data field. For example, the length of a data field is 976 chips for burst type 1 in a TDD burst specified by 3GPP W-CDMA standard. The nearest radix-2 integer of 976 is 1024 ($P = 1024$). P is the radix-2 integer.

[0066] Four types of radix-2 FFT computations are required:

$D_F L_m$, $D_F h_m$, $D_F g_1$ and $\frac{D_F(\cdot)}{P}$. Two of the computations are computed M times for

all sampled sequences: $D_F L_m, m = 1 \dots M$ and $D_F h_m, m = 1 \dots M$. The other two are performed only once for the sampled sequences. $D_F h_m, m = 1 \dots M$ and $D_F g_1$ are

computed once per time slot. $D_F L_m, m = 1 \dots M$, $\frac{D_F(\cdot)}{P}$ are computed twice per time

slot. As a result, a total of $3(M+1)$ radix-2 FFT computations are required. Each needs $P \log_2 P$ complex operations. By assuming each complex operation requires four real operations, the complexity for radix-2 FFT computations in terms of million real operations per second (MROPS) is per Equation 37.

$$C_1 = 3(M+1)P \log_2 P \cdot 4 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \quad \text{MROPS} \quad \text{Equation 37}$$

[0067] For the complexity of the vector multiplications, there are M element-to-element vector multiplications and one element-to-element vector division, which are performed twice per time slot. As a result, the complexity for the vector operations in terms of MROPS is per Equation 38.

WO 02/063779

PCT/US02/01460

-19-

$$C_2 = 2(M+1)P \cdot 4 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \quad \text{MROPS} \quad \text{Equation 38}$$

[0068] For the complexity of calculating the vector \underline{q} , it requires MW^2 complex operations, which are performed once per time slot. The complexity in terms of MROPS is per Equation 39.

$$C_3 = MW^2 \cdot 4 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \quad \text{MROPS} \quad \text{Equation 39}$$

[0069] The total complexity except for the despreading in MROPS is per Equation 40.

$$C_D = C_1 + C_2 + C_3 \quad \text{MROPS} \quad \text{Equation 40}$$

[0070] Despreading is performed twice per time slot. The complexity of despreading in terms of MROPS is per Equation 41.

$$C_{dep} = 2 \cdot K \cdot N \cdot Q \cdot 4 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \quad \text{MROPS} \quad \text{Equation 41}$$

[0071] As a result, the total complexity of the data detection including despreading is per Equations 42 or 43.

$$C_{Total} = C_D + C_{dep} \quad \text{MROPS} \quad \text{Equation 42}$$

$$C_{Total} = [3(M+1)P \log_2 P + 2(M+1)P + MW^2 + 2KNQ] \cdot 4 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \quad \text{MROPS}$$

Equation 43

WO 02/063779

PCT/US02/01460

-20-

[0072] The following tables show the complexity in MROPS for a 1024-point radix-2 ($P = 1024$) computation. Complexity is shown in Tables 1 at the chip rate and at Table 2 at twice the chip rate sampling. A complexity comparison is made in MROPS between BLE-JD using approximate Cholesky decomposition and low complexity data detection, as shown in Tables 3 and 4. Table 5 is a complexity comparison showing the complexity of low complexity data detection as a percentage of the complexity of BLE-JD using approximate Cholesky decomposition. As shown, low complexity data detection has a much lower complexity than approximate Cholesky based BLE-JD. Depending on the number of bursts transmitted and spreading factors, for most cases, low complexity data detection is 25% at the chip rate, and 30% at twice the chip rate, of the complexity of approximate Cholesky based BLE-JD.

[0073] Table 1. MROPS of a full-burst using low complexity data detection for burst type 1 at chip rate sampling.

# of bursts, K	Funcs Executed once per burst			Funcs executed twice per half-burst			Total
	Construct \underline{q}	Compute $D_F \underline{h}_m$ $m = 1 \dots M$ Via Radix-2 FFT	Compute $D_F \underline{g}_1$ Via Radix-2 FFT	Compute $D_F L_m$ $m = 1 \dots M$ Via Radix-2 FFT	Compute $\frac{D_F(\cdot)}{P}$ Via Radix-2 FFT	Despread $C^{(1)*} \underline{z}$	
1	1.3	4.1	4.1	8.2	8.2	0.78	26.7
8	1.3	4.1	4.1	8.2	8.2	6.25	32.2
12	1.3	4.1	4.1	8.2	8.2	9.4	35.3
13	1.3	4.1	4.1	8.2	8.2	10.1	36
14	1.3	4.1	4.1	8.2	8.2	10.9	36.8
16	1.3	4.1	4.1	8.2	8.2	12.5	38.4

[0074] Table 2. MROPS of a full-burst using low complexity data detection for burst type 1 and twice the chip rate sampling.

WO 02/063779

PCT/US02/01460

-21-

# of bursts, K	Functs Executed once per burst			Functs executed twice per half-burst			Total
	Construct \underline{q}	Compute $D_F \underline{h}_m$ $m=1 \dots M$ Via Radix-2 FFT	Compute $D_F \underline{g}_1$ Via Radix-2 FFT	Compute $D_F L_m$ $m=1 \dots M$ Via Radix-2 FFT	Compute $\frac{D_F(\cdot)}{P}$ Via Radix-2 FFT	Despread $C^{(1)*} \underline{g}$	
1	2.6	8.2	8.2	16.4	16.4	0.78	52.6
8	2.6	8.2	8.2	16.4	16.4	6.25	58.1
12	2.6	8.2	8.2	16.4	16.4	9.4	61.2
13	2.6	8.2	8.2	16.4	16.4	10.1	61.9
14	2.6	8.2	8.2	16.4	16.4	10.9	62.7
16	2.6	8.2	8.2	16.4	16.4	12.5	64.3

[0075] Table 3. Comparison in MROPS between BLE-JD (approximate Cholesky decomposition) and low complexity data detection at chip rate sampling.

Spreading Factor, Q	# of bursts, K	Proposed algorithm	BLE-JD
1	1	26.7	318.2
16	8	32.2	81.1
	12	35.3	174.6
	13	36	205.5
	14	36.8	239.4
	16	38.4	318.2

[0076] Table 4. Comparison in MROPS between BLE-JD (approximate Cholesky decomposition) and low complexity data detection at twice the chip rate sampling.

Spreading Factor, Q	# of bursts, K	Proposed algorithm	BLE-JD
1	1	52.6	427.6
16	8	58.1	124.8
	12	61.2	248.3
	13	61.9	287.7
	14	62.7	330.4
	16	64.3	427.6

WO 02/063779

PCT/US02/01460

-22-

[0077] Table 5. Complexity of FFT of the channel correlation matrix as a percentage of the complexity of approximate Cholesky based BLE-JD. Approximate Cholesky based BLE-JD is set at 100% complexity.

Spreading Factor, Q	# of bursts, K	Chip rate sampling	Twice the chip rate sampling
1	1	8%	12%
16	8	39%	47%
	12	20%	25%
	13	18%	22%
	14	15%	19%
	16	12%	15%

[0078] Figures 5-15 are graphs of the performance of low complexity data detection. Two high data rate services are simulated. One is single-code transmission with SF = 1 and the other is multi-code transmission with twelve codes and spreading factor 16 for each. Low complexity data detection is tested under various delay spread types including 3GPP working group four (WG4) defined delay spread channel cases 1, 2 and 3. The simulations are set for both chip rate and twice the chip rate sampling. The length of delay spread is assumed $W = 57$. Zero timing error is assumed through the whole simulations. The channel impulse response is assumed to be exactly known. In general, the bit error rate (BER) performance of the multi-code case is better than its corresponding single-code counterpart in the simulation. For the particular example used in the simulation, single-code transmission uses 16 resource units per time slot while the multi-code transmission uses only 12 resource units in each time slot. Using only 12 codes produces less interference and therefore better BER. As compared with BLE-JD, only little or limited performance degradation are observed for proposed algorithm based on FFT decomposition of the channel correlation matrix (FFT-R) in both single-code and multi-code cases. In single-code case, the FFT-R based approach is identical to the block linear equalization structure. The proposed FFT-R based approach and the approach based on FFT of the channel response matrix (FFT-H) are identical to each other at the chip rate sampling.

WO 02/063779

PCT/US02/02460

-23-

[0079] The performance of low complexity data detection using FFT-R and FFT-H is compared to an ideal single user bond, a worst case matched filtering, BLE-JD and single user detection with BLE using an approximate Cholesky decomposition. For the working points of interest, the BER range was typically between 1% and 10%. Only a little or limited signal to noise ratio (SNR) performance degradations are observed for low complexity data detection as compared with BLE-JD, and significant SNR performance enhancement over matched filtering (MF). Low complexity data detection also performs well in an additive white gaussian noise (AWGN) channel environment. Figures 5-15 show that low complexity data detection offers very comparable performance in BER or SNR at much lower complexity and power consumption as compared to BLE-JD using approximate Cholesky decomposition.

* * *

WO 02/063779

PCT/US02/02460

-24-

CLAIMS

What is claimed is:

1. A method for use in receiving a plurality of data signals transmitted over a shared spectrum in a time slot in a time division duplex communication system using code division multiple access, each data signal experiencing a similar channel response, the method comprising:
 - receiving a combined signal over the shared spectrum in the time slot, the combined signal comprising the plurality of data signals;
 - sampling the combined signal at a multiple of a chip rate of the combined signal;
 - estimating the similar channel response;
 - constructing a channel response matrix based on in part the estimated channel response;
 - determining a spread data vector based on in part a fast fourier transform (FFT) decomposition of a circulant version of the channel response matrix; and
 - despreading the spread data vector to recover data from the received combined signal.
2. The method of claim 1 wherein the multiple of chip rate is twice the chip rate.
3. The method of claim 1 wherein the determining is performed using a zero forcing algorithm.
4. The method of claim 1 wherein the determining is performed using a minimum mean square error algorithm.
5. The method of claim 1 for use in downlink multiuser detection wherein the despreading is performed using all codes used in the time slot.

WO 02/063779

PCT/US02/02460

-25-

6. The method of claim 1 for use in single user detection wherein the despreading is performed using codes associated with a single user in the time slot.

7. The method of claim 6 wherein the single user detection is uplink single user detection and the single user is an only user transmitting in the time slot.

8. A method for use in receiving a plurality of data signals transmitted over a shared spectrum in a time slot in a time division duplex communication system using code division multiple access, each data signal experiencing a similar channel response, the method comprising:

- receiving a combined signal over the shared spectrum in the time slot, the combined signal comprising the plurality of data signals;
- estimating the similar channel response;
- constructing a channel correlation matrix based on in part the estimated channel response;
- determining a spread data vector based on in part a fast fourier transform (FFT) decomposition of a circulant version of the channel correlation matrix; and
- despreading the spread data vector to recover data from the received combined signal.

9. The method of claim 8 wherein the combined signal is sampled at a multiple of a chip rate of the combined signal prior to the steps of estimating and constructing.

10. The method of claim 9 wherein the multiple of the chip rate is twice the chip rate.

11. The method of claim 8 wherein the combined signal is sampled at a chip rate of the combined signal prior to the steps of estimating and constructing.

WO 02063779

PCT/US02/02460

-26-

12. The method of claim 8 wherein the FFT decomposition is performed using a permuted first row of the channel correlation matrix.

13. The method of claim 8 wherein the FFT decomposition is performed using a defining row of the channel correlation matrix.

14. The method of claim 8 wherein the determining is performed using a zero forcing algorithm.

15. The method of claim 8 wherein the determining is performed using a minimum mean square error algorithm.

16. The method of claim 8 for use in downlink multiuser detection wherein the despreading is performed using all codes used in the time slot.

17. The method of claim 8 for use in single user detection wherein the despreading is performed using codes associated with a single user in the time slot.

18. The method of claim 17 wherein the single user detection is uplink single user detection and the single user is an only user transmitting in the time slot.

19. A receiver for use in a time division duplex communication system using code division multiple access, the system communicating using a plurality of data signals in a time slot, each data signal experiencing a similar channel response, the receiver comprising:

an antenna for receiving radio frequency signals including the plurality of data signals;

a demodulator for demodulating radio frequency signals to produce a baseband signal;

WO 02/063779

PCT/US02/01460

-27-

a channel estimation device for estimating the similar channel response at a multiple of a chip rate of the combined signal; and

a data detector device for constructing a channel response matrix representing a channel of the data signals based on in part the estimated channel response, determining a spread data vector based on in part a fast fourier transform (FFT) decomposition of a circulant version of the channel response matrix, and despreading the spread data vector to recover data from the received combined signal.

20. The receiver of claim 19 wherein the multiple of the chip rate is twice the chip rate.

21. A receiver for use in a time division duplex communication system using code division multiple access, the system communicating using a plurality of data signals in a time slot, each data signal experiencing a similar channel response, the receiver comprising:

an antenna for receiving radio frequency signals including the plurality of data signals;

a demodulator for demodulating radio frequency signals to produce a baseband signal;

a channel estimation device for estimating the similar channel response; and

a data detector device for constructing a channel correlation matrix representing a channel of the data signals based on in part the estimated channel response, determining a spread data vector based on in part a fast fourier transform (FFT) decomposition of a circulant version of the channel correlation matrix, and despreading the spread data vector to recover data from the received combined signal.

22. The receiver of claim 21 wherein the combined signal is sampled at a multiple of a chip rate of the combined signal and the sampled combined signal is input into the channel estimation and data detector device.

WO 02063779

PCT/US02/01460

-28-

23. The receiver of claim 22 wherein the multiple of the chip rate is twice the chip rate.

24. The receiver of claim 21 wherein the combined signal is sampled at a chip rate of the combined signal and the sampled combined signal is input into the channel estimation and data detection device.

25. The receiver of claim 21 wherein the FFT decomposition is performed using a permuted first row of the channel correlation matrix.

26. The receiver of claim 21 wherein the FFT decomposition is performed using a defining row of the channel correlation matrix.

WO 02/063779

PCT/US02/01460

1/9

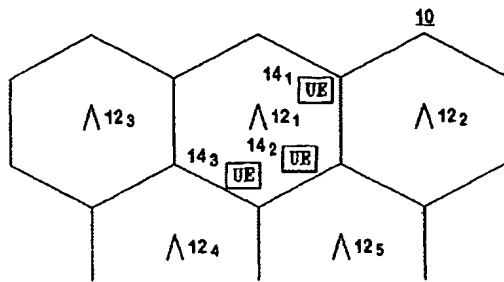


FIG. 1

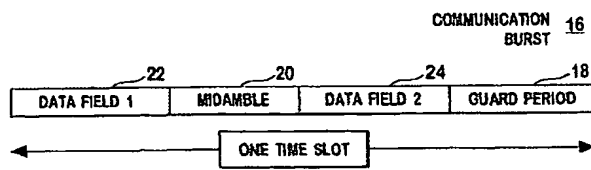


FIG. 3

WO 02/063779

PCT/US02/02460

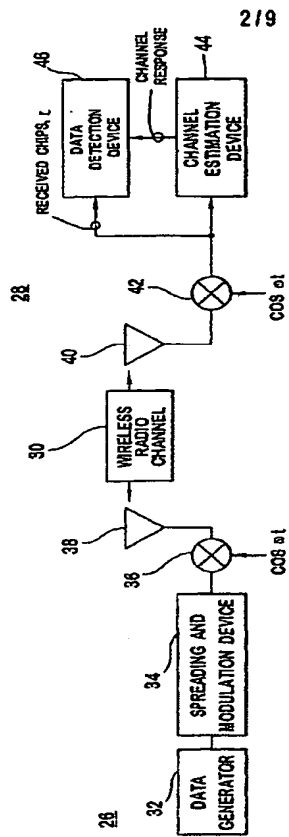


FIG. 2

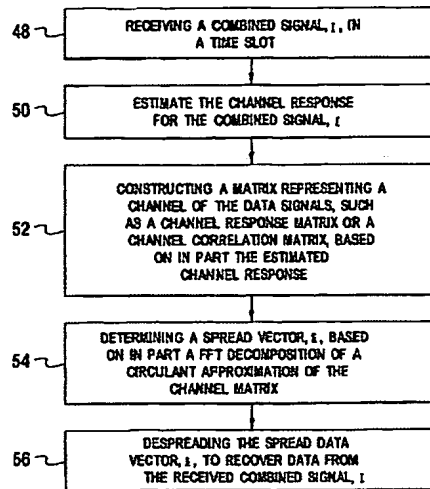
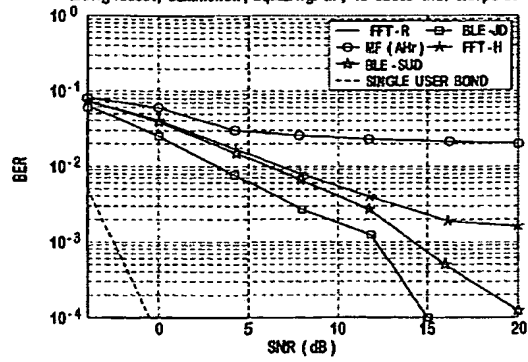


FIG. 4

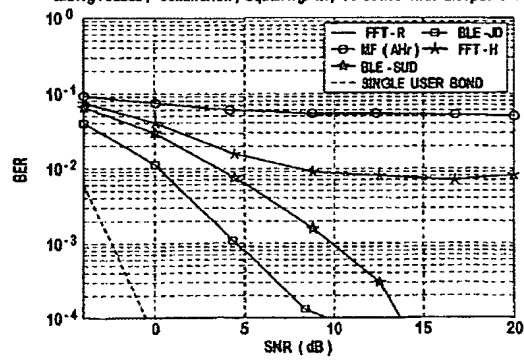
W/O 02/063779

PCT/US02/02460

4/9

FIG. 5 tddWg4Case1, commonCh, EqualAvgPwr, 12 codes with txGrpSize of 1**FIG. 6**

tddWg4Case2, commonCh, EqualAvgPwr, 12 codes with txGrpSize of 1



SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 02/063779

PCT/US02/02460

FIG. 7

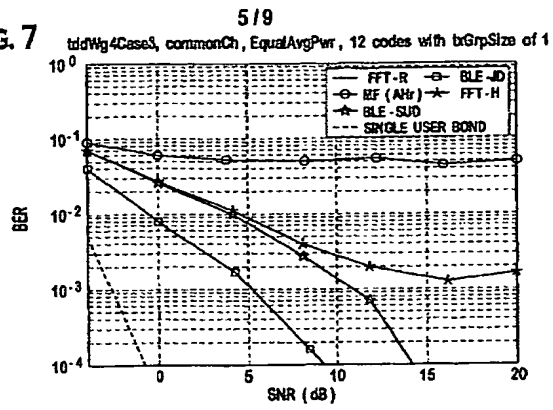
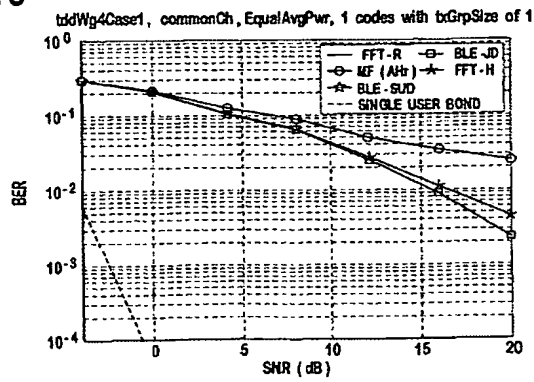


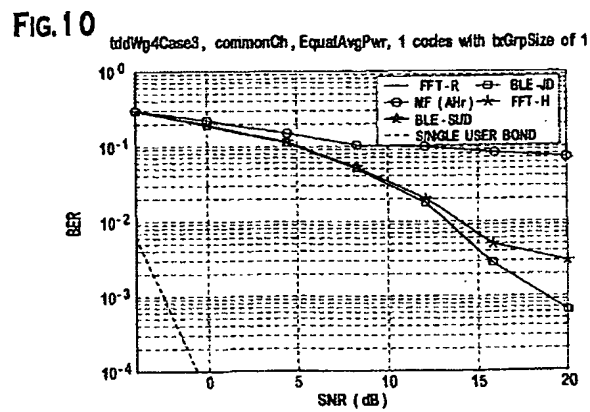
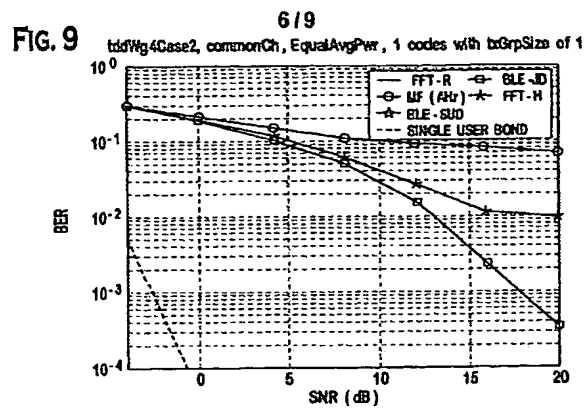
FIG. 8



SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

W/O 02063779

PCT/US02/02460



SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

W/O 02063779

PCT/US02/01460

7/9
FIG. 11
Over-Sampled, tddWg4Case1, 8 codes

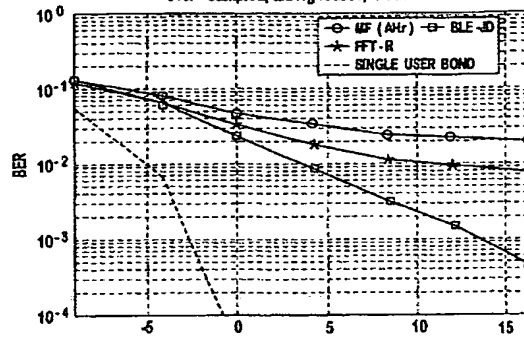
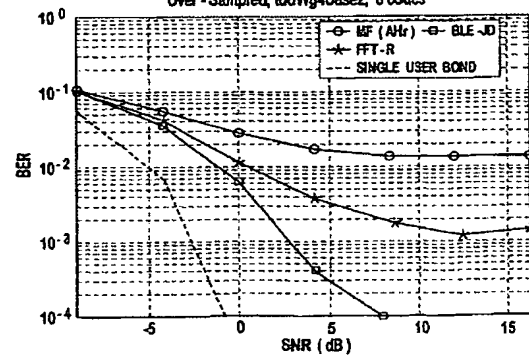


FIG. 12
Over-Sampled, tddWg4Case2, 8 codes



SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 02/063779

PCT/US02/02460

8/9
Fig.13
Over-Sampled, tddWg4Case3, 8 codes

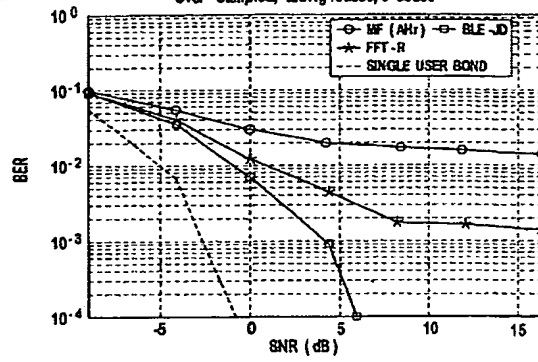
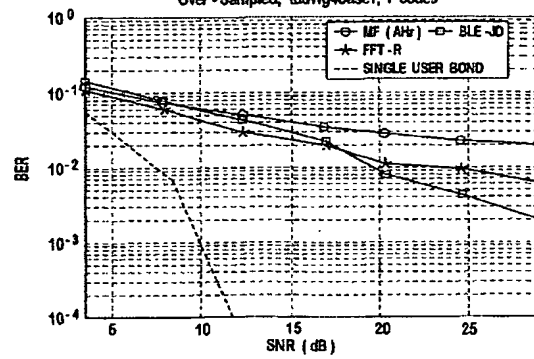


Fig.14
Over-Sampled, tddWg4Case1, 1 codes



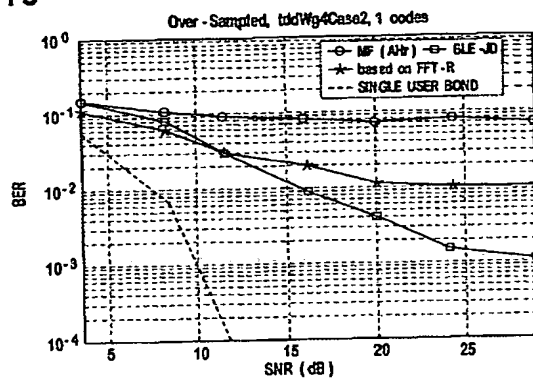
SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 02/063779

PCT/US02/02460

9/9

FIG. 15



SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

【国際公開パンフレット (コレクトバージョン)】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau(43) International Publication Date
15 August 2002 (15.08.2002)

PCT

(10) International Publication Number
WO 02/063779 A3

(51) International Patent Classification: H04B 1/707

(72) Inventors: PAN, Jung-Lin, 15 Court Street, Selden, NY 11784 (US); DE, Pierkaperian, 1233.8 Mohrle Road, Apt. 5, Farmingdale, NY 11735 (US); ZETRA, Ariela, 239 West Neck Road, Huntington, NY 11743 (US).

(52) International Application Number: PCT/US00/02400

(22) International Filing Date: 28 January 2002 (28.01.2002)

(54) Filing Language: English

(74) Agents: VOLPE, Anthony, S. et al.; Volpe and Kozel, P.C., Suite 400, One Penn Center, 1617 John F. Kennedy Boulevard, Philadelphia, PA 19103 (US).

(56) Publication Language: English

(30) Priority Data:

60/266,932 6 February 2001 (06.02.2001) US

60/263,547 15 February 2001 (15.02.2001) US

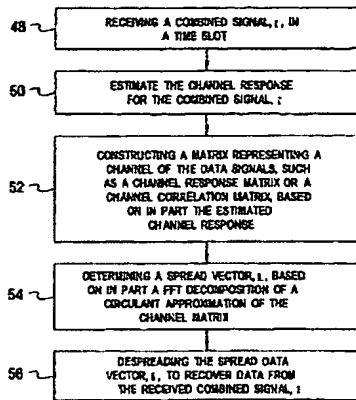
60/263,546 22 March 2001 (22.03.2001) US

(51) Designated States (national): AL, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CZ, CU, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GR, GU, HK, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, NZ, OM, PH, PT, RO, RU, SD, SI, SK, SL, SN, ST, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW.

(71) Applicant: INTERDIGITAL TECHNOLOGY CORPORATION (USA/US), Suite 527, 360 Delaware Avenue, Wilmington, DE 19801 (US).

[Continued on next page]

(54) Title: LOW COMPLEXITY DATA DETECTION USING FAST FOURIER TRANSFORM OF CHANNEL CORRELATION MATRIX



(57) Abstract: A combined signal is received over a shared spectrum in a time slot in a time division duplex communication system using code division multiple access. Each data signal experiences a similar channel response. The similar channel response is estimated. A matrix representing a channel of the data signals based on in part the estimated channel response is constructed. A spread data vector is determined based on in part a fast Fourier transform (FFT) decomposition of a circulant version of the channel matrix. The spread data vector is despread to recover data from the received combined signal.

WO 02/063779 A3

WO 02/063779 A3



(B4) Designated States (regions): ARIPO patent (GH, GN, KI, LS, MW, MZ, NI, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW);
 Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM);
 European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR); OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NI, SN, TD, TG).

before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of receipt of amendments

(B9) Date of publication of the international search report: 24 November 2002

Published:

— with international search report

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		Patent Application No. PCT/US 02/02400
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H04B1/707		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Classifications searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H04B		
Documentation searched other than patent documents to the extent that such documents are included in the data searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, PAJ, WPI Data		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Character of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	BENVENUTO M ET AL: "JOINT DETECTION WITH LOW COMPUTATIONAL COMPLEXITY FOR HYBRID TD-CDMA SYSTEMS" VTC 1999-FALL, IEEE VTS 50TH. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, GATEWAY TO THE 21ST. CENTURY COMMUNICATIONS VILLAGE, AMSTERDAM, SEPT. 19 - 22, 1999, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 CONF. 50, September 1999 (1999-09), pages 618-622, XP000928922 ISBN: 0-7803-5436-2	1-7, 9, 10, 20, 22, 23
X	page 619, left-hand column, paragraph 3 page 619, right-hand column, paragraph III page 620, left-hand column, paragraph IV page 621, left-hand column, paragraph V --- -/-	8, 11-19, 21, 24-26
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claims or which is cited to establish the publication date of another claim or other technical feature (see specific) "O" document relevant to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principles or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, each combination being obvious to a person skilled in the art "S" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 2 October 2002		Date of mailing of the international search report 10/10/2002
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. Box 5518 Postfach 2, 10 - 2200 MV Rostock Tel (+31-70) 340-3040, Tx 31 651 apo nl, Fax (+31-70) 340-3010		Authorized officer Amadel, D

Form PCT/ISA/210 (annex sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/US 02/02400

C. (Classification) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Character of document, with indication, where appropriate, of the technical teachings	Relevant to claim No.
Y	WD 99 40698 A (MOTOROLA INC) 12 August 1999 (1999-08-12) abstract page 7, line 18 -page 8, line 7	1-7, 9, 10, 20, 22, 23

Form PCT/ISB/219 (publication of international search report) (July 1989)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family membersNational Application No.
RU T/US 02/02400

Patent document cited in search report	Publication date	Potential family member(s)	Publication date	
WO 9940698	A	12-08-1999	US 6339612 B1	15-01-2002
			BR 9814805 A	17-10-2000
			EP 1068688 A1	17-01-2001
			JP 2002503057 T	29-01-2002
			WO 9940698 A1	12-08-1999

Form PCT/ISA/210 (patent family member) (July 2002)

フロントページの続き

(81)指定国 AP(GH,GM,KE,LS,MW,MZ,SD,SL,SZ,TZ,UG,ZM,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),EP(AT, BE,CH,CY,DE,DK,ES,FI,FR,GB,GR,IE,IT,LU,MC,NL,PT,SE,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,QW,ML,MR,NE,SN, TD,TG),AE,AG,AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BY,BZ,CA,CH,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DZ,EC,EE,ES,FI,GB,GD,GE, GH,GM,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,KG,KP,KR,KZ,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,MA,MD,MG,MK,MN,MW,MX,MZ,NO,NZ,OM,PH,P L,PT,RO,RU,SD,SE,SG,SI,SK,SL,TJ,TM,TR,TT,TZ,UA,UG,UZ,VN,YU,ZA,ZW

(72)発明者 デ, バルタブラティム

アメリカ合衆国 ニューヨーク州 11735 ファーミングデイル, メルヴィル ロード 12
33-8, アpartment 8

(72)発明者 ゼイラ, アリエラ

アメリカ合衆国 ニューヨーク州 11743 ハンティントン, ウェスト ネック ロード 2
39

F ターム(参考) SK022 EE02 EE14 EE31

SK028 BB04 CC05 HH05

SK067 AA42 AA43 BB21 CC04 CC10 EE02 EE10 EE22 EE71 HH21